

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДОНЕЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ІМЕНІ ВАСИЛЯ СТУСА

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ «КИЇВСЬКИЙ
ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Кваліфікаційна наукова праця
на правах рукопису

МАКАРОВ ДЕНИС ГРИГОРОВИЧ

УДК 621.375.4.: 621.373.121

ДИСЕРТАЦІЯ
УДОСКОНАЛЕННЯ СХЕМ ПОБУДОВИ ПІДСИЛЮВАЧІВ
ТА АВТОГЕНЕРАТОРІВ КЛАСУ Е

05.12.13 – Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій

Природничі науки

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

_____ Д. Г. Макаров

Науковий керівник: Крижановський Володимир Григорович, доктор технічних наук, професор

Київ 2021

АНОТАЦІЯ

Макаров Д. Г. Удосконалення схем побудови підсилювачів та автогенераторів класу Е. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.13 «Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій». – Донецький національний університет імені Василя Стуса, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, 2021.

Дисертаційна робота присвячена розвитку методів розрахунку автогенераторів та підсилювачів класу Е та розширенню меж застосування активних пристроїв класу Е.

Із розвитком сучасних бездротових систем зв'язку, підвищенням швидкості передачі інформації, охопленням бездротовими мережами більшої кількості сфер життя, одним із пріоритетних напрямків постійного удосконалення пристроїв даних систем є енергоефективність, що в цілому допоможе збільшити строк служби пристроїв із батарейним живленням та зменшити втрати енергії. Для зменшення розсіювання потужності у вихідних каскадах підсилювачів та генераторів бездротових прийомо-передавачів, які є найбільш енерговитратними, широко розповсюджене застосування високоефективних класів роботи активних пристроїв.

Використання роботи активних пристроїв у класі Е, класі F, дозволяє значно підвищити ККД системи зв'язку, завдяки теоретично досяжному значенню у 100 %, водночас з наявністю великої кількості варіантів схем та розробленими нескладними процедурами розрахунку й аналізу. Однак, існує безліч варіантів удосконалення побудови схем даних пристроїв, що можуть враховувати умови, які виникають на шляху розробки.

Зниження пікової напруги на активному пристрої, використання змішаних класів роботи активних пристроїв, що поєднують переваги окремо кожного класу, покращення характеристик вихідного сигналу підсилювачів та автогенераторів, вивчення особливостей роботи схем підсилювачів у

інтегральному виконанні дозволять підвищити надійність вузлів передавачів, отримати нові схемні рішення з властивостями, що задовільняють конкретним умовам та обмеженням при проектуванні, уточнити поведінку активного пристрою у високоефективних режимах роботи. Тому, розвиток методів розрахунку високоефективних підсилювачів та автогенераторів класу E є актуальною задачею.

При розгляді автогенератора як першого складового компонента системи передачі інформації, багато застосувань вимагають можливості досягнення якомога більшого значення енергоефективності та стабільності вихідного сигналу. Автогенератори класу E розповсюджено застосовуються в областях силовій електроніки, освітлювальної техніки та застосуваннях, пов'язаних із фотовольтаїчними приладами. Також у біомедичній електроніці, телекомунікаційних пристроях близької взаємодії, у спеціалізованих бездротових мережах та інших областях. Застосування автогенераторів класу E як в силовій електроніці, так і у системах зв'язку розширює набір постійно зростаючих вимог до стабільності сигналу автогенератора та ширини генерованого спектра, зниження рівня фазових шумів.

Відомими способами підвищення стабільності вихідного сигналу автогенератора є застосування високодобротних резонаторів (коливальних контурів) в колі зворотного зв'язку. Але при розгляді можливості застосування такого способу до автогенератора класу E виявляється, що дані способи не завжди можуть бути застосовані через проблеми подання необхідної напруги на затвор польового транзистора після затухання сигналу у вищеназваних резонансних колах.

Для удосконалення схеми автогенератора класу E без необхідності застосування високодобротних резонаторів запропонована модернізація його кола зворотного зв'язку, оскільки такі зміни схеми можуть бути зроблені з невеликим розсіюванням енергії в автогенераторі, по меншій мірі у нижній частині ВЧ діапазону. Використання видозміненого кола зворотного зв'язку шляхом включення у нього ланки фільтра нижніх частот, яка збільшує

електричну довжину кола зворотного зв'язку, дозволяє отримати більшу стабільність частоти за рахунок збільшеної добротності кола зворотного зв'язку.

Експериментально отриманий діапазон відносної зміни частоти у 0.4% є подібним за величиною до інших автогенераторів класу E, але така зміна частоти має місце при більшому діапазоні зміни напруги живлення, що свідчить про більшу частотну стабільність при зміні напруги живлення. Оцінити стабільність частоти генератора також можна по ширині смуги захоплення частоти при синхронізації зовнішнім сигналом. Результати показують, що при порівнянних активних приладах, напрузі живлення і рівні синхронізуючого сигналу, смуга захоплення частоти у запропонованого генератора є вужчою, що свідчить про більш високу ефективну добротність кола зворотного зв'язку.

Одним зі шляхів удосконалення схем підсилювачів класу E є використання активних приладів із бажаними для їх роботи у класі E характеристиками. Найбільш перспективним є використання активних приладів на основі широкозонних напівпровідників. Найпоширеніші з таких приладів – транзистори на основі SiC та GaN напівпровідників. Їх головні переваги – велика допустима напруга та малі міжелектродні ємності, роблять їх ідеальним варіантом для застосування у високоефективних підсилювачах НВЧ, у яких вихідна ємність входить в узгоджувальне коло та обмежує граничну робочу частоту для підсилювачів класу E. Додатково, перевагами технології GaN є низька власна ємність у розрахунку на ват потужності, висока щільність потужності, низький опір у відкритому стані. Звісно, існує низка особливостей роботи GaN транзисторів, а саме зміна параметрів транзистора у процесі роботи та протікання постійного струму затвору, недостатній контроль якого може призвести до виходу транзистора з ладу.

Розроблені конструкції широкосмужкових НВЧ підсилювачів класу E на основі SiC транзистора CRF24010 та GaN транзистора NPTB00025 показують переваги застосування даних активних пристроїв при їх використанні у ключовому високоефективному режимі роботи. Реалізація вихідного кола НВЧ підсилювачів на розподілених елементах у вигляді мікросмужкових ліній та

шлейфів дозволила отримати необхідні значення імпедансу на межах робочого діапазону частот та на гармоніках, до того ж, відсутність зосереджених компонентів спростила реалізацію вихідного кола, оскільки на НВЧ паразитні компоненти пасивних елементів починають відігравати значну роль.

Особливістю SiC транзистора CRF24010 є доволі велике значення опору у відкритому стані, яке необхідно брати до уваги при розрахунку параметрів схеми підсилювача класу E, де втрати на даному опорі доволі сильно впливають на ККД. Також для кожного конкретно взятого транзистора з великим значенням опору у відкритому стані існує відомий критерій, згідно з яким перевіряється можливість його роботи у класі E. Цей критерій включає бажані параметри підсилювача та значення опору транзистора у відкритому стані.

Проведений аналіз показав, що для точного розрахунку необхідно брати до уваги додаткові складові опору у відкритому стані, що являють собою опори ділянок областей стоку та витоку кристалу. Таким чином, опір у відкритому стані складається з власне опору каналу транзистора та статичних додаткових опорів, що впливають на режим роботи підсилювача через зміну споживаної від джерела напруги потужності та збільшення втрат. Було отримано новий критерій для визначення роботи транзистора у класі E, що включає відношення додаткового опору областей кристала до опору каналу. Виявилось, що від значення даного відношення залежать також вихідна потужність та ККД підсилювача та змінюються необхідні значення імпедансу навантаження.

При порівнянні результатів моделювання роботи підсилювачів з експериментальними результатами було виявлено необхідність уточнення та перевірки можливості застосування спрощеної моделі Матерки SiC транзистора CRF24010 при моделюванні роботи даного транзистора в режимі класу E. При порівнянні результатів моделювання з ідеальним ключем з різними опорами у відкритому стані та з експериментально отриманими результатами виявлено, що для більш точного моделювання роботи підсилювача необхідно використовувати модель Ангелова, яка точніше описує поведінку даного транзистора в ключових режимах роботи.

Дослідження роботи GaN транзистора NPTB00025 виявило, що параметри послідовної паразитної RC-ланки, паралельної ділянці стік-витік, вказані в моделі, повинні бути уточненими. Для роботи транзистора в класі E на вищих гармоніках робочої частоти необхідно забезпечити імпеданс, близький до нескінченності, у той час, як вказана у моделі паразитна RC-ланка суттєво обмежує максимально досяжне значення імпедансу. Порівняння результатів моделювання з присутністю RC-ланки, без такої та з експериментально отриманими результатами показало високий експериментально отриманий ККД підсилювача, який було б неможливо досягти при наявності даної паразитної ланки з вказаними в моделі значеннями параметрів.

Можливість удосконалення схем підсилювачів класу E також полягає у вивченні нових властивостей у модифікованих варіантах схеми. Однією з таких схем є альтернативна схема підсилювача класу E з паралельним вихідним контуром.

Розширення розрахунку підсилювача класу E з паралельним вихідним контуром полягає у включенні додаткового послідовного реактивного опору між паралельним вихідним контуром і навантаженням, що забезпечить нескінченну кількість розв'язків в залежності від знаку та значення цього реактивного опору. Даний опір може являти собою як паразитні параметри опору навантаження, так і представляти комплексність навантаження, тому включення даного параметру у процедуру розрахунку дозволяє отримувати параметри вихідного кола підсилювача для заздалегідь заданих параметрів.

В результаті аналізу роботи та експериментальних досліджень даної схеми отримано залежності нормованих параметрів підсилювача та елементів вихідного кола, в тому числі від співвідношення реактивної частини імпедансу навантаження до активної. Виявлено, що умови класу E виконуються для будь-якого набору значень реактивності та даний паразитний параметр може бути скомпенсований за рахунок змін інших параметрів схеми при зберіганні режиму роботи класу E з максимально досяжним теоретичним значенням ККД у 100 %. Експериментально отримано форми напруги класу E для випадків як позитивної,

так і негативної послідовної реактивності. Виявлено, що основним джерелом втрат у даній конфігурації підсилювача є паразитні опори елементів вихідного паралельного контуру.

Подальший розвиток методів розрахунку підсилювачів класу Е з паралельним вихідним контуром полягає у додаванні у вихідне коло додаткового паралельного контуру, що може бути налаштований на гармоніку робочої частоти підсилювача і в залежності від характеристик отриманого вихідного кола, даний підсилювач може працювати в змішаних режимах. Така реалізація схеми, не зважаючи на ускладнення та збільшення кількості елементів, дозволить зменшити амплітудне значення напруги на активному елементі. У результаті аналізу роботи даної модернізованої схеми отримано систему рівнянь для знаходження форми напруги на ключі та подальшого визначення елементів вихідного кола підсилювача. Це рівняння, що описують умови класу Е для напруги та першої похідної напруги у момент перемикання ключа, вирази для амплітуди напруги на навантаженні та напруги на додатковому паралельному контурі, умову наявності екстремуму для напруги на транзисторі та умову для другої похідної напруги на ключі, що описує пласку вершину форми напруги на ключі. До того ж, при розрахунку параметрів схеми, можна задавати точку положення мінімуму напруги на транзисторі і отримувати різні форми напруги в залежності від цього, виходячи з необхідних умов. Експериментально отримано зменшення пікової напруги на транзисторі на 12 % у порівнянні зі схемою підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром без додаткових елементів.

Ще одним способом зменшення пікової напруги на транзисторі та отримання нових характеристик схеми є зменшення коефіцієнту заповнення вхідного сигналу. При дослідженні впливу зміни коефіцієнта заповнення на роботу трьох варіантів схем підсилювача з паралельним вихідним контуром: без додаткового контуру та з додатковим паралельним контуром, налаштованим на 2 та 3 гармоніки робочої частоти, для різних конфігурацій було отримано зменшення пікової напруги, розширення діапазону робочих частот та збільшення

вихідної потужності. Таким чином, для різних цілей проектування можуть використовуватися певні схеми. Якщо метою є спрощення схеми і зменшення максимальної стокової напруги, кращим вибором буде схема підсилювачу класу Е з паралельним вихідним контуром. Якщо технологія не дозволяє забезпечити високу напругу на транзисторі, краще використовувати варіант підсилювача з додатковим контуром на другу гармоніку робочої частоти, який показує найменше значення максимального відношення стокової напруги до напруги живлення 2,5, але частотний діапазон для даного підсилювача вужче в порівнянні з іншими варіантами підсилювачів. Для отримання більшої вихідної потужності і більш широкого діапазону частот при збереженні високого ККД краще використовувати підсилювач потужності з додатковим паралельним контуром, налаштованим на третю гармоніку робочої частоти.

При розгляданні способів удосконалення схем та конструкцій НВЧ підсилювачів доволі цікавим є їх використання у інтегральному вигляді, враховуючи особливості виконання їх схем з обмеженнями, що властиві інтегральним технологіям. Для вивчення особливостей роботи при виконанні активних пристроїв на основі 0,18-мкм КМОН технології було розроблено та промодельовано два варіанти підсилювачів з різними властивостями. Перший варіант підсилювача являє собою підсилювач для систем надширокосмугового зв'язку на діапазон частот 4,1–4,6 ГГц. Розроблена схема двокаскадного підсилювача, у якій паралельний контур, що задає діапазон робочих частот, складається всього з однієї низькодобротної спіральної котушки індуктивності на кристалі та паразитних ємностей транзисторів, що спрощує схему та дозволяє зменшити площу кристалу мікросхеми, а доволі низька добротність котушки через обмеження технології в даному випадку не є недоліком і дозволяє отримати необхідний діапазон частот.

Другий варіант підсилювача – підсилювач класу Е на частоту 2,4 ГГц. В даному випадку низька добротність спіральних котушок індуктивності стає на заваді створенню необхідних індуктивностей для роботи класу Е та унеможливорює створення ВЧ дроселя з великим значенням індуктивності та

малими втратами. Натомість, було запропоновано використовувати схему класу Е з паралельною ланкою, де значення індуктивності кола подачі живлення не повинне бути високим. Таким чином, в якості даної, а також вихідної індуктивності підсилювача класу Е використовувались паразитні індуктивності дротяних виводів кристалу транзистора; в якості шунтуючої ємності класу Е виступала паразитна ємність транзистора, що дозволило спростити схему та зменшити кількість необхідних зовнішніх елементів кола.

Таким чином, методи удосконалення схем підсилювачів у інтегральному вигляді повинні включати в себе використання в загальному випадку паразитних елементів інтегральних компонентів у якості елементів схеми та використання альтернативних варіантів схем побудови високоефективних підсилювачів.

Ключові слова: підсилювач класу Е, паралельний вихідний контур, ККД, НВЧ підсилювач, опір у відкритому стані, реактивність.

ANNOTATION

Makarov D. G. Improvement of class E amplifiers and oscillators schematics. A qualifying scientific work as a manuscript.

Thesis for scientific degree of candidate of technical sciences, specialty 05.12.13 – Radio engineering devices and telecommunication facilities. – Vasyl' Stus Donetsk national University, National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv, 2021.

The thesis is devoted to the development of methods for calculating class E oscillators and amplifiers and expanding the scope of application of active devices of class E by obtaining the desired characteristics of the circuit.

With the development of modern wireless communication systems, an increase in the speed of information transfer, the coverage of wireless networks in more areas of life, one of the priority areas for continuous improvement of devices in these systems is energy efficiency, which in general will help to extend the life of battery-powered devices and reduce energy losses. To reduce power dissipation in the output stages of

amplifiers and oscillators of wireless transceivers, which are the most energy-consuming, widespread use of high-efficiency modes.

The use of active devices in class E, class F, allows to significantly increase the efficiency of the communication system due to the theoretically reachable efficiency of 100%, together with the presence of a large number of circuit options and developed simple procedures for calculation and analysis. However, there are many options for improving the schematic of these devices, which can take into account the conditions that constantly arise in the development path.

Reducing the peak voltage on an active device, using mixed classes of active devices combining the advantages of each class separately, improving the characteristics of the output signal of amplifiers and oscillators, studying the features of the operation of integrated amplifier circuits will improve the reliability of transmitter parts, obtain new circuit solutions in terms of properties that meet specific design conditions and constraints, clarify the behavior of the active device in highly efficient modes of operation. Therefore, the development of methods of calculating high-efficiency class E amplifiers and oscillators is an actual task.

When considering oscillator as the first component of the information transmission system, many applications require the ability to achieve the greatest possible value of efficiency and frequency stability. Class E oscillators are widely used in the fields of power electronics, lighting technology and photovoltaic applications. Also, in biomedical electronics, close-communication telecommunications devices, and specialized wireless networks and other fields. The use of class E oscillators both in power electronics and in communication systems expands the set of ever-growing requirements for the stability of the oscillator signal and the width of the generated spectrum, and a decrease in the level of phase noise.

Known methods of increasing the stability of the output signal of the oscillator is the use of high-quality resonators (oscillatory circuits) in the feedback circuit. But, when considering the possibility of applying such a method to class E oscillators, it turns out that these methods cannot always be applied in class E oscillators due to the

problems of presenting the required voltage to the gate of the FET transistor after signal attenuation in those resonant circuits.

To improve the circuit of the class E oscillator without the need for high-quality resonators, it is proposed to modernize its feedback circuit, since such circuit changes can be made with little energy dissipation in the oscillator, at least in the lower part of the HF range. The use of a modified feedback circuit by including a low-pass filter in it, which increases the electrical length of feedback circuit, allows for greater frequency stability due to the increased quality factor of the feedback circuit.

The experimentally obtained range of the relative frequency change of 0.4% is similar in magnitude to that of other class E oscillators, but such a frequency change occurs with a wider range of supply voltage variation, which indicates a higher frequency stability when the supply voltage changes. One can evaluate the stability of the oscillator frequency by the frequency lock bandwidth when synchronized with an external signal. The results show that with comparable active devices, supply voltage and level of the synchronizing signal, there is a narrower frequency lock in the proposed generator, which indicates a higher effective Q-factor of the feedback circuit.

One of the ways to improve the circuits of class E amplifiers is using active devices with the characteristics desired for their operation in class E. The most promising is the use of active devices based on wide-gap semiconductors. The most common of these devices are transistors based on SiC and GaN semiconductors. Their main advantages - high allowable voltage and small interelectrode capacitances, make them ideal for use in high-performance microwave amplifiers, in which the output capacitance enters the matching output network and limits the operating frequency for class E amplifiers. Additionally, the GaN technology has the advantage of low intrinsic capacitance per watt, high power density, low on-resistance. Of course, there are a number of features of the operation of GaN transistors, namely, the change in the parameters of the transistor during operation and the flow of a DC gate current, insufficient control of which can lead to the damage of the transistor.

The developed designs of class E broadband microwave amplifiers based on SiC transistor CRF24010 and GaN transistor NPTB00025 show the advantages of using

these active devices when used in a switching high-efficient mode of operation. The implementation of the output circuit of microwave amplifiers on distributed elements in the form of microstrip lines and stubs made it possible to implement the necessary impedance values at the boundaries of the operating frequency range and at harmonics, in addition, the absence of lumped components simplified the implementation of the output circuit, because parasitic components of passive elements play significant role on the microwave.

A feature of the SiC transistor CRF24010 is a rather large value of the on-state resistance, which must be taken into account when calculating the parameters of the class E amplifier circuit, where the losses in the on-state resistance of the transistor strongly affect the efficiency. Also, for each specific transistor with a large value of the on-state resistance, there is a known criterion according to which the possibility of its operation in class E is checked. This criterion includes the desired parameters of the amplifier and the value of the on-state resistance of the transistor.

The performed analysis showed that for an accurate calculation it is necessary to take into account additional components of the resistance in the open state, which are the resistances of the drain and source regions of the crystal. Thus, the resistance in the open state consists of the actual on-resistance of the transistor channel and static additional resistances, which affect the operating mode of the amplifier due to changes in the power consumption from the DC source and losses. A new criterion was obtained to determine the operation of a transistor in class E, including the ratio of the additional resistance of the crystal regions to the channel on-resistance. Defined that the output power and efficiency of the amplifier also depend on the value of this ratio, and the required values of the load impedance also change.

When comparing the results of simulating the operation of amplifiers with experimental results, it was found that it is necessary to clarify and check the possibility of using a simplified model of the SiC transistor CRF24010 when simulating the operation of this transistor in the mode of class E. When comparing the simulation results with an ideal switch with various on-state resistances with experimentally obtained results it was noticed that for a more accurate simulation of the amplifier

operation, it is necessary to use the Angelov model, which accurately describes the behavior of this transistor in switch operating modes.

A study of the operation of the GaN transistor NPTB00025 revealed that the parameters of the serial parasitic RC-tank, parallel to the drain-source of the transistor, indicated in the model, should be refined. For operating in class E, it is necessary to provide an impedance close to infinity at the higher harmonics of the operating frequency, while, as indicated in the model, the parasitic RC-tank significantly limits the maximum attainable impedance value. Comparison of the simulation results with the presence of an RC-tank, without such a tank and with the experimentally obtained results, showed a high experimentally obtained amplifier efficiency, which would have been impossible to achieve in the presence of this parasitic RC-tank with the parameter values specified in the model.

Improvement in Class E amplifier circuits may also lie in exploring new properties in modified circuit variants. One such circuit is an alternative Class E amplifier circuit with shunt filter.

Extending the calculation of a Class E amplifier with a shunt filter is to include an additional series reactance between the parallel output tank and the load, providing an infinite number of solutions depending on the sign and value of this reactance. This reactance can represent both parasitic parameters of the load resistance and represent the complexity of the load, therefore, the inclusion of this parameter in the calculation procedure makes it possible to obtain the parameters of the amplifier output circuit for previously given reactance parameters.

As a result of the analysis of the operation and experimental studies of this amplifier schematic, the dependences of the normalized parameters of the amplifier and the elements of the output circuit were obtained, including on the ratio of the reactive part of the load impedance to the active one. It was revealed that the conditions of class E are satisfied for any set of reactivity values and this parasitic parameter can be compensated by changes in other parameters of the circuit while maintaining the operating mode of class E with the maximum achievable theoretical efficiency value of 100%. Class E voltage forms were experimentally obtained for both positive and

negative series reactivity. It is shown that the main source of losses in this amplifier configuration is the parasitic resistances of the elements of the output shunt filter.

Further development of the theory of class E amplifiers with shunt filter is to add an additional parallel LC-tank to the original circuit, it can be tuned to the harmonic of the operating frequency of the amplifier and, depending on the characteristics of the resulting output circuit, this amplifier can operate in mixed modes. Such an implementation of the circuit, despite the complications and the increase in the number of elements, will reduce the amplitude value of the voltage across the active element. As a result of analyzing the operation of this modernized circuit, a system of equations was obtained for finding the voltage waveforms on the switch and further determining the elements of the amplifier's output circuit. These are equations describing the conditions of class E for the voltage and the first derivative of the voltage at the moment of switching, equations for load voltage amplitude and for the voltage amplitude on the additional parallel LC-tank, the condition for the presence of an extremum for the voltage across the transistor, the condition for the second derivative of the voltage on the switch, which describes the flat top of the switch voltage waveform. In addition, when calculating the parameters of the circuit, it is possible to set the point of the position of the minimum voltage on the transistor and obtain various voltage waveforms depending on this, based on the necessary conditions. An experimentally obtained decrease in the peak voltage across the transistor is 12% compared to a class E amplifier circuit with shunt filter without additional elements.

Another way to reduce the peak voltage across the transistor and obtain new characteristics for the circuit is to reduce the duty cycle of the input signal. When studying the effect of changing the duty cycle on the operation of three variants of amplifier circuits with shunt filter without an additional circuit and with an additional parallel circuit tuned to the 2nd and 3rd harmonics of the operating frequency for various configurations, a decrease in the peak voltage, an expansion of the operating frequency range and an increase in the output power were obtained. Thus, certain schemes can be used for different design purposes. If the goal is to simplify the circuit and reduce the maximum drain voltage, a Class E amplifier with shunt filter is the best

choice. If the technology does not allow to provide a high voltage across the transistor, it is better to use the version of the amplifier with an additional parallel LC-tank on the second harmonic of the operating frequency, which shows the lowest value of the maximum ratio of the drain voltage to the supply voltage of 2.5, but the frequency range for this amplifier is narrower compared to other options amplifiers. For higher output power and a wider frequency range while maintaining high efficiency, it is better to use a power amplifier with an additional parallel LC-tank tuned to the third harmonic of the operating frequency.

When considering ways to improve circuits and designs of microwave amplifiers, it is quite interesting to use them in an integrated form, taking into account the peculiarities of the implementation of their circuits with the limitations that are inherent in integrated technologies. To study the features of operation when performing active devices based on 0,18-micron CMOS technology, two options for amplifiers with different properties were developed and simulated. The first version of the amplifier is an amplifier for ultra-wideband communication systems for the frequency range 4,1–4,6 GHz. A two-stage amplifier circuit has been developed, in which a frequency-determining parallel LC-circuit that sets the operating frequency range, consists of only one low-Q spiral inductor on a chip and parasitic capacitances of transistors, which simplifies the circuit and lowers chip area and a rather low Q-factor coil due to the limitations of technology in this case is not a disadvantage and allows to get the required frequency range.

The second version of the amplifier is 2,4 GHz class E amplifier. In this case, the low Q-factor of the spiral inductors interferes with the creation of the necessary inductances for class E operation and makes it impossible to create an RF choke with a high inductance value and low losses. On the other hand, it was proposed to use a class E schematic with parallel circuit, where the inductance of the power supply circuit should not have a high value. Thus, as this, as well as the output series inductance of the class E amplifier, the parasitic inductances of the bondwire leads of the crystal of the transistor were used; the parasitic capacitance of the transistor was used as the

class E shunt capacitance, which made it possible to simplify the circuit and reduce the number of required external circuit elements.

Thus, methods for improving the circuits of amplifiers in an integrated form should include possibilities of using, in the general case parasitic elements of integrated components as circuit elements and the use of alternative variants of circuits for constructing highly efficient amplifiers.

Keywords: class E amplifier, shunt filter, efficiency, UHF amplifier, on-state resistance, reactance.

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Крижановський В. Г., Макаров Д. Г., Чернов Д. В., Крижановський В. В. Автогенератори класу Е : монографія / за ред. В.Г. Крижановського. ДонНУ імені Василя Стуса. – Вінниця: ТОВ «Нілан-ЛТД», 2017. 220 с.
2. Макаров Д. Г., Крыжановский В. В. Расчет и моделирование усилителя класса Е в интегральном исполнении на частоту 2,4 ГГц, *Радиофизика и электроника*, том 12, № 2, 2007, с. 439-443.
3. Крыжановский В. Г., Макаров Д. Г., Кишинский А. А. Построение СВЧ усилителя класса Е на SiC транзисторе с большим сопротивлением в открытом состоянии, *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника*, Т.53, №6, 2010, С. 13-21. (Видання входить до міжнародної бази SCOPUS)
4. Прилипская А. С., Макаров Д. Г., Крыжановский В. Г. Сравнение энергетических характеристик усилителей с суммированием мощности на полевых транзисторах с барьером Шоттки, *Вісник Донецького національного університету, Сер. А: Природничі науки*, Вип. 1, 2010, С. 133-138.
5. Makarov D., Rassokhina Yu., Krizhanovski V., Grebennikov A. Transmission-Line Load Network Design Technique for Class-E Power Amplifiers. *High Frequency Electronics, Summit Technical Media, LLC. (USA)*, Oct. 2017, V. 16, No. 10. P.22, 24-31,34,35.
6. Moïse Safari Mugisho, Makarov D. G., Rassokhina Yu. V., Krizhanovski V. G., Grebennikov A., Thian M. Generalized Class-E Power Amplifier With Shunt Capacitance and Shunt Filter. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (USA)*, Aug, 2019, vol. 67, no. 8. P. 3464-3474. (Видання входить до міжнародної бази SCOPUS)
7. Патент України на корисну модель № 113374. Автогенератор класу Е / Макаров Д. Г. Автогенератор класу Е / Макаров Д. Г.,

- Крижановський В. В., Чернов Д.В., Крижановський В.Г.; опубл. від 25.01.2017, Бюл. №2, 2017 рік, по заяві №. u201607586 від 11.07.2016.
8. Макаров Д. Г., Крыжановский В. В. Усилитель класса E в интегральном исполнении на частоту 2,4 ГГц. *VI Харківська конференція молодих науковців "Радіофізика та електроніка"*, 13-14 грудня 2006 р. Харків, ІРЕ, с. 23-24.
 9. Макаров Д. Г., Крыжановский В. Г. Двухтактный высокоэффективный усилитель мощности класса E/F_{2,3}. *VII Харківська конференція молодих науковців "Радіофізика та електроніка"*, 12-14 грудня 2007 р. Харків, ІРЕ, с. 64.
 10. D. G. Makarov, V. A. Printsovskii, V. G. Krizhanovski, A. A. Kistchinsky. SiC MESFET microwave power amplifier. *MIKON-2008. XVII International Conference of Microwaves, Radar and Wireless Communication*, May 19-21, 2008, Wroclaw, Poland, Conference Proceedings, vol. 3, p.591-593.
 11. D. G. Makarov, V. V. Krizhanovskii, Chang Shu, V. G. Krizhanovskii. CMOS 0.18-um integrated power amplifier for UWB systems. *4th Int. Conf. on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals*, 15-19 September, 2008, Sevastopol, Ukraine, Kharkiv, KNU, p. 153-155.
 12. Макаров Д. Г., Крыжановский В. Г., Принцовский В. А. Широкополосный усилитель класса E на основе SiC транзистора. *VIII Харківська конференція молодих науковців «Радіофізика та електроніка, біофізика»*, 25-27 листопада 2008р. Харків, ІРЕ, с.83.
 13. Макаров Д. Г., Крыжановский В. Г., Кищинский А. А. Усилители мощности на широкозонных ПТШ. *19-я международная Крымская конференция (Крымико-2009) «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»*, 14-18 сентября 2009 г. Севастополь: «Вебер», Т.1., с.61-62.
 14. D. G. Makarov, V. G. Krizhanovski, A. A. Kistchinsky. GaN class E wideband microwave power amplifier. *MIKON-2010. XVIII International Conference of Microwaves, Radar and Wireless Communication*, June 14-16, 2010 Vilnius, Lithuania, Conference Proceedings, C1-5, p.72-74.

15. Макаров Д. Г., Крыжановский В. Г., Кищинский А. А. Интермодуляционные искажения в усилителях класса Е на основе GaAs и SiC транзисторов. *21-я международная Крымская конференция (Кымико-2011) «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»*, 12-16 сентября 2011 г. Севастополь: «Вебер», Т. 1, с. 143-144.
16. Прилипская А. С., Макаров Д. Г., Крыжановский В. Г. Усилитель Догерти с использованием GaN транзисторов NPTB00025, *22-я международная Крымская конференция (Крымико-2012) «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»*, 10-14 сентября 2012 г. Севастополь: «Вебер», Т. 1, с.80-81.
17. Makarov D. G., Rassokhina Ju. V., Krizhanovski V. G., Grebennikov A. High-Frequency Class-E Power Amplifier with Shunt Filter. *2016 International Conference Radio Electronics & Infocommunications (UkrMiCo)*, September 11-16, 2016, Kiev, Ukraine, Conference Proceedings, p. 3-4.
18. Makarov D. G., Kryzhanovskyi V. V., Chernov D. V. Class E Oscillator with Electrically Enlogated Feedback Network, *2016 International Conference Radio Electronics & Infocommunications (UkrMiCo)*, September 11-16, 2016, Kiev, Ukraine, Conference Proceedings, p. 25-26.
19. Makarov D. G., Krizhanovski V. G., Chernov D. V., Grebennikov A. V. Experimental investigation of class E power amplifier with shunt filter broadband characteristics for different quality factor, *2017 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo)*, September 11-15, 2017, Odessa, Ukraine, p. 1-4.
20. Makarov D. G., Kryzhanovskyi V. V., Krizhanovski V. G., Grebennikov A., Experimental investigation of class E power amplifier with shunt filter for reduced duty ratio, *2018 Int. Conf. on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo)*, September 10-14, 2018, Odessa, Ukraine, p. 1-4.
21. Moïse Safari Mugisho, M. Thian, A. Grebennikov, D. G. Makarov, V. G. Krizhanovski. Exploring the Design Flexibility of the Class-E Power Amplifier

- with Shunt Capacitance and Shunt Filter, *2019 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, Orlando, FL, USA, 2019, pp. 1-4.
22. Chernov D. V., Makarov D. G. High-frequency high-voltage class-E DC-AC inverter, *2019 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo)*, September 9-13, 2019, Odessa, Ukraine, p. 1-4.
23. D. G. Makarov, V. V. Kryzhanovskiy, D. V. Chernov, V. G. Krizhanovski, P. Colantonio, A. Grebennikov. Experimental Study of Class E Family Power Amplifiers with Shunt Filter for Reduced Duty Ratio, *2020 23rd International Microwave and Radar Conference (MIKON)*, October 5-7, 2020, Warsaw, Poland, pp. 84-87.

ЗМІСТ

АНОТАЦІЯ.....	2
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ.....	23
ВСТУП.....	24
РОЗДІЛ 1. СУЧАСНИЙ СТАН ПІДСИЛЮВАЧІВ ТА АВТОГЕНЕРАТОРІВ З ВИСОКИМ КОЕФІЦІЄНТОМ КОРИСНОЇ ДІЇ СІМЕЙСТВА КЛАСУ E.....	30
1.1. Підсилювачі класу E з паралельним формуючим контуром.....	30
1.2. Автогенератори класу E та напрями їх вдосконалення	33
1.3. Підсилювачі класу E в інтегральному виконанні	35
1.4. Висновки до розділу 1.....	36
РОЗДІЛ 2. УДОСКОНАЛЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК АВТОГЕНЕРАТОРІВ КЛАСУ E ШЛЯХОМ ВИДОЗМІНИ КОЛА ЗВОРОТНОГО ЗВ'ЯЗКУ.....	38
2.1. Визначення добротності кола зворотного зв'язку для двох варіантів автогенератора класу E	39
2.2. Експериментальні дослідження автогенератора класу E з подовженим колом зворотного зв'язку.....	44
2.3. Висновки до розділу 2.....	47
РОЗДІЛ 3. ОСОБЛИВОСТІ РОЗРАХУНКУ ТА РОБОТИ СХЕМ ПІДСИЛЮВАЧІВ НВЧ З ВИКОРИСТАННЯМ SiC ТА GaN ТРАНЗИСТОРІВ.....	48
3.1. Широкосмуговий НВЧ підсилювач класу E на SiC транзисторі.....	48
3.2. Удосконалення методу розрахунку підсилювача класу E за наявності додаткових паразитних опорів у відкритому стані транзистора.....	67
3.3. Дослідження особливостей використання GaN транзисторів у підсилювачі класу E.....	72
3.4. Висновки до розділу 3.....	77

РОЗДІЛ 4. ДОСЛІДЖЕННЯ РОБОТИ МОДЕРНІЗОВАНИХ СХЕМ ПІДСИЛЮВАЧА КЛАСУ Е З ПАРАЛЕЛЬНИМ ВИХІДНИМ КОНТУРОМ.....	80
4.1. Розрахунок підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром та ненульовою реактивністю	80
4.2. Експериментальне дослідження підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром та за умови наявності ненульової реактивності	95
4.3. Розширення аналізу підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром шляхом додавання додаткового паралельного контуру у схему підсилювача...	108
4.4. Експериментальне дослідження варіацій схеми підсилювача з паралельним вихідним контуром при зміні коефіцієнта заповнення	133
4.5. Висновки до розділу 4.....	142
РОЗДІЛ 5. РЕАЛІЗАЦІЯ ПІДСИЛЮВАЧІВ НВЧ В УМОВАХ ОБМЕЖЕНЬ ІНТЕГРАЛЬНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ.....	146
5.1. Особливості побудови надширокосмугового підсилювача в інтегральному виконанні.....	147
5.2. НВЧ підсилювач класу Е в інтегральному виконанні.....	152
5.3. Висновки до розділу 5.....	162
ВИСНОВКИ.....	164
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	167
ДОДАТОК А Список публікацій здобувача за темою дисертації.....	179
ДОДАТОК Б Розрахунок автогенератора класу Е з подовженим колом зворотного зв'язку.....	183
ДОДАТОК В Інтегрування тригонометричних виразів при розрахунку підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром та додатковим паралельним контуром.....	196
ДОДАТОК Г Програма для знаходження параметрів підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром та додатковим паралельним контуром	199
ДОДАТОК Д Топологія плат широкосмугового підсилювача класу Е.....	203
ДОДАТОК Е Акт впровадження.....	204

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ

GaN – нітрид галію

MOSFET – польовий транзистор з ізолюваним затвором

SiC – карбід кремнію

ВЧ – високі частоти

ККД – коефіцієнт корисної дії

ККД_{дп} – коефіцієнт корисної дії по доданій потужності

КМОН – комплементарна структура метал-оксид-напівпровідник

НВЧ – надвисокі частоти

ПНН – перемикання при нульовій напрузі

ВСТУП

Актуальність теми. Із розвитком сучасних бездротових систем зв'язку, підвищенням швидкості передачі інформації, охопленням бездротовими мережами більшої кількості сфер життя, одним із пріоритетних напрямків постійного удосконалення пристроїв даних систем є енергоефективність, що в цілому допоможе збільшити строк служби пристроїв з батарейним живленням та зменшити втрати енергії. Для зменшення розсіювання потужності у вихідних каскадах підсилювачів та генераторах бездротових прийомо-передавачів, які є найбільш енерговитратними, широко розповсюджене застосування високоефективних класів роботи активних пристроїв.

Використання роботи активних пристроїв у класі E, класі F, дозволяє значно підвищити енергоефективність системи зв'язку, водночас з наявністю великої кількості варіантів схем та розробленими нескладними процедурами розрахунку і аналізу. Однак, існує безліч варіантів модернізації побудови схем даних пристроїв, що можуть враховувати умови, які постійно виникають на шляху розробки.

Зниження пікової напруги на активному пристрої, використання змішаних класів роботи активних пристроїв, що поєднують переваги окремо кожного класу, покращення характеристик вихідного сигналу підсилювачів та автогенераторів, вивчення особливостей роботи схем підсилювачів у інтегральному виконанні дозволять підвищити надійність вузлів передавачів, отримати нові схемні рішення з властивостями, що задовільняють конкретним умовам та обмеженням при проектуванні, уточнити поведінку активного пристрою у високоефективних режимах роботи. Тому розвиток методів розрахунку високоефективних підсилювачів та автогенераторів класу E є актуальною задачею.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Розроблені методи, моделі та результати використовувалися у НДР, які виконувалися на кафедрі радіофізики та електроніки Донецького національного університету в

період 2007–2018 р.р. за темами: «Моделювання і розробка нових конструкцій перетворювачів енергії та високоефективних підсилювачів надвисоких частот» (номер державної реєстрації 0107U001453, 2007-2009 р.р.), «Розробка вузлів комунікаційної апаратури на базі високоефективних підсилювачів потужності» (номер державної реєстрації 0109U001657, 2009-2011 р.р.), «Розробка високоефективних підсилювачів потужності на базі схем із маніпуляцією гармонік» (номер державної реєстрації 0111U000405, 2011-2012 р.р.), «Розробка просторово-розвинених схем підсилення та перетворення сигналів на базі високоефективних активних пристроїв» (номер державної реєстрації 0113U001534, 2013–2014 р.р.), «Розробка високоефективних передавачів телекомунікаційної апаратури на базі підсилювачів з високим ККД за інтегральною технологією та енергоресурсозбереження при виробництві сталі в агрегаті ківш-піч» (номер державної реєстрації 0115U000089, 2015–2016 р.р.), «Високоефективні вузли радіопередавальних систем на базі підсилювачів та автогенераторів класів Е та об’ємних інтегральних схемах» (номер державної реєстрації 0117U002363, 2017–2018 р.р.).

Мета і задачі дослідження. Удосконалення схем та конструкцій високоефективних підсилювачів та автогенераторів класу Е, розширення меж застосування пристроїв класу Е.

Для досягнення мети було визначено наступні задачі:

1) Провести аналіз роботи підсилювача класу Е за умови наявності високого значення опору у відкритому стані та додаткових паразитних опорів областей кристала SiC транзистора та дослідити роботу ширококутових підсилювачів класу Е з використанням SiC та GaN транзисторів.

2) Удосконалити метод розрахунку підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром із введенням додаткової послідовної реактивності у склад навантаження та за умови введення у вихідне коло додаткового паралельного контуру.

3) Дослідити роботу варіацій схем підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром за умови зміни коефіцієнта заповнення вхідного сигналу.

4) Дослідити роботу автогенератора класу Е за умови модифікації схеми кола зворотного зв'язку.

5) Дослідити особливості роботи підсилювачів в інтегральному виконанні за 0,18-мкм КМОН технологією.

Об'єкти досліджень. Процеси перетворення енергії та сигналів у підсилювачах та автогенераторах класу Е.

Предмети досліджень. Ключові високоефективні підсилювачі з додатковою взаємодією на гармоніках сигналу, змішані режими роботи пристроїв класу Е.

Методи дослідження. У дисертаційній роботі застосовувались теоретичні та експериментальні методи досліджень. Теоретичні методи базуються на використанні теорії лінійних електричних кіл, математичного аналізу та моделюванні на ЕОМ. Експериментальні методи базуються на засадах теорії вимірювань за допомогою електровимірювальних приладів.

Наукова новизна одержаних результатів:

1. Вперше запропоновано метод розрахунку підсилювача класу Е, який відрізняється урахуванням впливу окремих складових розподіленого опору транзистора у відкритому стані, який включає паразитні статичні опори відповідних областей кристала напівпровідника, що дозволило уточнити характеристики підсилювача та номінали елементів вихідного кола і більш точно описувати поведінку підсилювача.

2. Вперше розроблено аналітичний метод розрахунку підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром, який, на відміну від відомої схеми, включає додаткову ненульову послідовну реактивність у склад навантаження, яка може являти собою паразитні параметри, чи виражати комплексний характер навантаження і може бути врахована при розрахунку підсилювача для досягнення високого ККД при визначеному наборі параметрів вихідного кола та для конкретних вимог до транзистора та навантаження.

3. Отримав подальший розвиток метод розрахунку підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром, що відрізняється додаванням у схему

вихідного кола паралельного контуру, налаштованого в околі гармоніки робочої частоти. Теоретично та експериментально отримано зменшення амплітуди пікової напруги на транзисторі у порівнянні з класичним варіантом підсилювача класу Е та з підсилювачем класу Е з паралельним вихідним контуром без додаткових елементів у вихідному колі та отримана система рівнянь, що дозволяє розраховувати характеристики підсилювача та елементи його вихідного кола з попереднім завданням положення точки мінімуму напруги протягом закритого стану транзистора.

Практичне значення одержаних результатів:

1. Запропоновано нову конструкцію автогенератора класу Е, яка полягає у видозміні схеми кола зворотного зв'язку шляхом включення у нього ланки ФНЧ, яка збільшує електричну довжину кола зворотного зв'язку, що дозволило отримати більшу стабільність частоти за рахунок збільшеної добротності кола зворотного зв'язку при збереженні високих значень ККД.

2. Експериментально досліджені нові режими підсилювачів сімейства класу Е з паралельним вихідним контуром та змінним коефіцієнтом заповнення. Отримані результати дослідження вливу зміни коефіцієнта заповнення на енергетичні характеристики трьох різних варіантів підсилювача: без додаткових елементів у вихідному колі, та з паралельним контуром на гармоніки робочої частоти, дозволяють визначити оптимальну схему підсилювача в залежності від необхідних характеристик вихідного сигналу, допустимої складності схеми та обмежень по максимальній напрузі на транзисторі.

3. Розроблені нові варіанти підсилювачів класу Е для ширококутових застосувань на польових транзисторах на базі широкозонних напівпровідників SiC та GaN з вихідним колом на мікросмужкових лініях. Уточнені характеристики моделей транзисторів дозволили отримати більш адекватний опис поведінки підсилювача класу Е на базі SiC та GaN транзисторів завдяки врахуванню паразитних параметрів кристала транзистора та уточненню впливу паразитної RC-ланки з доволі малим значенням імпедансу, наведеної в комерційній моделі транзистора NPTB00025.

4. Розроблено нові варіанти інтегральних конструкцій високоефективного підсилювача класу Е на частоту 2,4 ГГц та надширокосмугового підсилювача на діапазон частот 4,1–4,6 ГГц на базі 0,18-мкм КМОН технології. Застосування каскодної схеми включення транзисторів дозволило підвищити напругу живлення, що дозволить отримати більшу вихідну потужність без ризику пошкодження транзистора у підсилювачі класу Е та спрощує отримання значення опору навантаження близько 50 Ом у надширокосмуговому підсилювачі для уникнення необхідності у додаткових узгоджувальних колах. Доволі низьке значення власної добротності інтегральних спіральних котушок індуктивності разом із використанням лише паразитних ємностей транзисторів, дозволило спростити схему та отримати необхідний діапазон робочих частот у надширокосмуговому підсилювачі.

Особистий внесок здобувача. Усі основні наукові результати дисертаційної роботи, винесені на захист, отримані автором самостійно. Постановка мети та задач дослідження, планування та обговорення результатів, формування наукової новизни виконані автором спільно з науковим керівником, д.т.н., проф. Крижановським В. Г. У спільних публікаціях особисто здобувачу належить наступне: у [1, 7, 18] проведено розрахунок та експериментальне дослідження автогенератора класу Е з подовженим колом зворотного зв'язку; у [2, 8, 11] проведено моделювання роботи підсилювачів у інтегральному виконанні, оптимізацію побудови схем; у [3, 10] запропоновано нову методику розрахунку параметрів підсилювача класу Е з урахуванням розподілених складових опору транзистора у відкритому стані; у [4, 9] проведено експериментальне дослідження високоефективних підсилювачів із сумацією потужності; у [5] проведено розрахунок і моделювання підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром; у [6, 21] проведено аналіз та запропоновано метод розрахунку підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром та ненульовою послідовною реактивністю навантаження; у [20, 23] проведено аналіз, розрахунок та експериментальні дослідження підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром та додатковим паралельним контуром різних

конфігурацій; у [12–16] проведено аналіз, моделювання, експериментальне дослідження схем та удосконалення моделей SiC та GaN транзисторів за умов їх використання у високоефективних широкосмгових підсилювачах класу E; у [17, 19, 22] проведено експериментальне дослідження роботи підсилювача класу E з паралельним вихідним контуром та DC-AC інвертора на базі підсилювача класу E.

Апробація результатів дисертаційної роботи. Основні результати роботи доповідались на Харківській конференції молодих науковців ІРЕ НАНУ (2006, 2007, 2008), Міжнародній Кримській конференції «НВЧ-техніка та телекомунікаційні технології» КРИМІКО, м. Севастополь (2009, 2011, 2012), Міжнародній конференції «Int. Conf. on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals» м. Севастополь, 2008р., International Conference of Microwaves, Radar and Wireless Communication (MIKON), м. Вроцлав, Польща, 2008 р., м. Вільнюс, Литва, 2010 р., м. Варшава, Польща, 2020 р., International Conference Radio Electronics & Infocommunications (UkrMiCo) (2016 – 2019), *IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, Orlando, FL, USA (2019), Конференціях професорсько-викладацького складу ДонНУ (2007, 2009, 2019).

Публікації. Основні результати дисертаційної роботи опубліковано у 23 наукових працях, у складі яких: 1 монографія, 5 статей у наукових фахових виданнях, із них 2 у виданнях країн, що входять до ОЕСР, 2 входять до міжнародної наукометричної бази SCOPUS, 1 патент України на корисну модель та 16 матеріалів конференцій.

Структура та обсяг дисертації. Дисертаційна робота складається з вступу, 5 розділів, висновків, списку використаних джерел та додатків. Загальний обсяг дисертації складає 204 сторінки друкованого тексту, у тому числі – 16 таблиць, 119 ілюстрацій і 6 додатків. Список використаних джерел включає 108 найменувань.

РОЗДІЛ 1

СУЧАСНИЙ СТАН ПІДСИЛЮВАЧІВ ТА АВТОГЕНЕРАТОРІВ З ВИСОКИМ КОЕФІЦІЄНТОМ КОРИСНОЇ ДІЇ СІМЕЙСТВА КЛАСУ E

В цьому розділі проводиться огляд літератури за методами побудови підсилювачів та автогенераторів у ключовому режимі класу E та його похідних. Використання принципу перемикання при нульовій напрузі (ПНН) залишається актуальним навіть на фоні безперервного удосконалення підсилювачів класу F з налаштуванням імпедансів навантажувальних кіл на гармоніках робочої частоти та безлічі гібридних класів, оскільки це найбільш дієвий спосіб усунення комунікаційних втрат. Розгляд ведеться з позицій побудови удосконалених схем підсилювачів та автогенераторів класу E, які внаслідок цього набувають деякі риси сімейства класу F (або інверсного класу F) поліпшуючи деякі важливі характеристики пристроїв класу E [1-5].

1.1. Підсилювачі класу E з паралельним формуючим контуром

Існують кілька визначальних схем пристроїв класу E, в класичних роботах [7-10] досліджувались схеми з послідовним коливальним контуром та ємністю, що шунтує активний елемент (транзистор, який в пристроях класу E може бути представленим ідеальним ключем), в яких за рахунок виконання певних співвідношень між елементами схеми можна досягти виконання умов ПНН:

$$v(\pi) = 0, \quad \frac{dv(\pi)}{d\theta} = 0, \quad (1.1)$$

де $v(\theta)$ – напруга на активному елементі в стані «вимкнено» (ключ розімкнутий), $\theta = \omega t$ – поточна фаза. Виконання цих умов сприяє виключенню втрат на розряд ємності – комутаційних втрат, внаслідок чого при відсутності омичних втрат коефіцієнт корисної дії (ККД) перетворення енергії постійного струму у високочастотну енергію буде досягати 100%. На рис. 1.1. показані принципова схема такого підсилювача класу E та ідеальні форми струму і напруги на активному елементі (ключі).

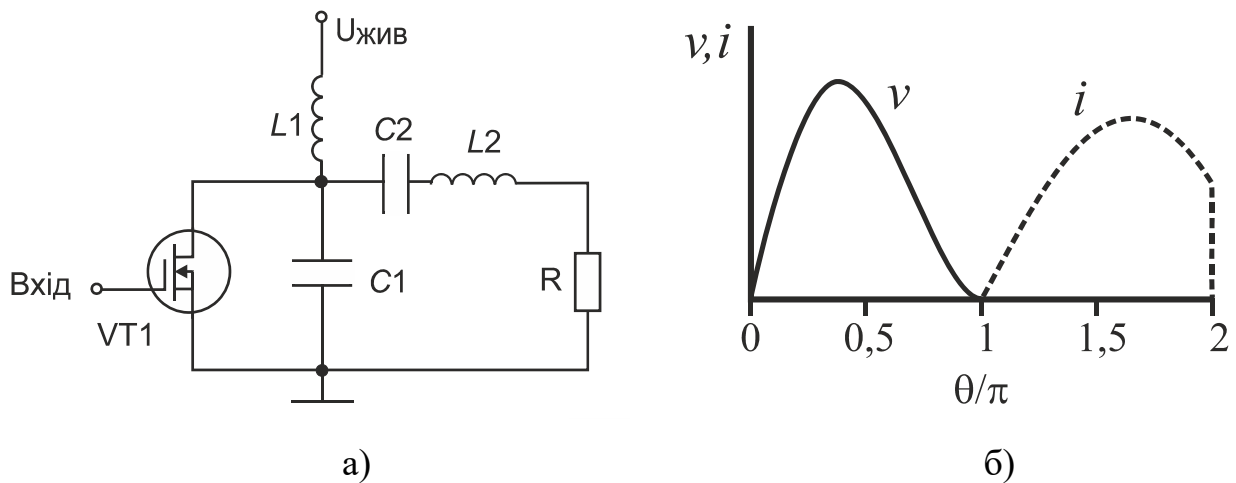


Рис. 1.1. Схема підсилювача класу Е (а) та форми сигналів в ньому (б)

Трішки пізніше були розроблені варіанти схеми пристроїв класу Е з однією ємністю і шунтуючою індуктивністю [11]. В цій схемі індуктивність L_1 (рис. 1.1а) використовується не в якості дроселя, а як резонансний елемент замість ємності C_1 . Потім з'явилась схема з паралельним контуром на місці шунтуючої ємності та формуючим послідовним контуром (рис. 1.2) [12]. Перевагами такої схеми побудови підсилювача класу Е є збільшена максимальна робоча частота та трошки більший коефіцієнт використання транзистора (енергетична ефективність) C_p [6, 12]. В роботі [13] розглядається ще одна властивість такої схеми – можливість розширити смугу робочих частот за рахунок компенсації зміни реактивного опору вихідної узгоджувальної ланки внаслідок різного знаку реактивної частини імпедансу паралельного та послідовного контурів.

Наступна схема з паралельним контуром, але зі збереженням шунтуючої ємності, розглядається у роботі [14]. Шунтуюча ємність на надвисоких частотах (НВЧ) є вихідною ємністю транзистора, тому позбутися її неможливо, а компенсування є складною задачею, яка додає технічних проблем та звужує смугу робочих частот. Принципова відмінність підсилювача (рис. 1.3) полягає у виключенні послідовного контуру, який формує умови ПНН, замість нього для створення потрібного реактивного навантажувального імпедансу служить індуктивність L , а для фільтрації гармонік використовується паралельний

контур L_0C_0 , який також створює разом індуктивністю L потрібні навантажувальні імпеданси на вищих гармоніках робочої частоти.

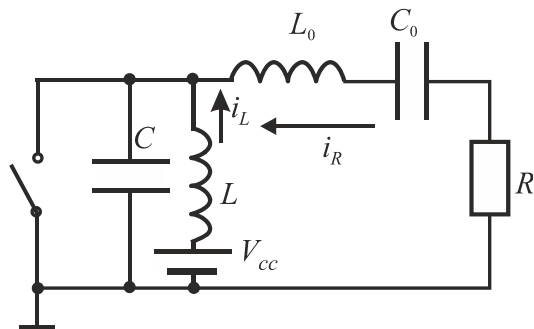


Рис. 1.2. Схема підсилювача класу Е з паралельним контуром та формуючим послідовним контуром

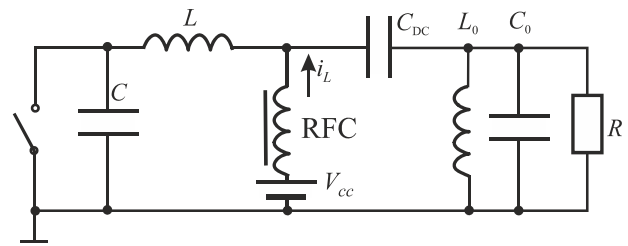


Рис. 1.3. Схема підсилювача класу Е з паралельним контуром

В цій схемі розділені кола живлення та навантаження на високій частоті, що спрощує розрахунок та конструювання підсилювача; легше спроектувати підсилювач на роботу на стандартний вихідний опір – 50 Ом, та можливе досягнення вищого значення ККД за рахунок зменшення послідовного з навантаженням активного опору (індуктивність L має менше значення і зазвичай менший активний опір). Існує багато різновидів схем рис. 1.2 та 1.3 [15 - 19] рівно як і схем з послідовним контуром, але з додатковими контурами, які створюють комбіновані режими роботи, що поєднують риси класу Е та класу F [20 - 26].

Перше детальне дослідження гібридних класів Е/F у різних модифікаціях, спочатку для двотактних схем, було проведено в роботах [27, 28]. Також було названо переваги цього сімейства режимів роботи: якщо ККД підсилювача обмежується опором транзистора у стані «ввімкнено» то клас F має переваги у вигляді меншої максимальної напруги, а клас F⁻¹ у вигляді меншого значення середньоквадратичного струму через активний прилад і, відповідно, меншого зниження ККД; більша толерантність до вихідної ємності транзистора, що дозволяє підвищити верхню робочу частоту підсилювачів у таких режимах;

інакше наявність рис класу Е дозволяє створювати менш складні схеми та виконувати умови ПНН навіть зі значною вихідною ємністю транзистора; використання додаткових фільтрів дозволяє підвищити якість вихідного сигналу, не погіршуючи енергетичні показники підсилювача.

Тому зрозуміло, що використання гібридних класів сімейства E/F у підсилювачах класу Е з паралельним контуром, який під'єднано паралельно до навантаження, привертає увагу дослідників, але побудувати аналітичні співвідношення для таких режимів у загальному випадку ще не вдавалося.

Також до додаткових напрямів дослідження цієї схеми підсилювача можна віднести вивчення схеми підсилювача з додатковими реактивними елементами, що можуть виконувати функції узгоджувальних елементів, або імітувати реактивність навантаження чи паразитні елементи схеми [29, 30]. До перспективних якостей такого підсилювача можна віднести його потенційні високочастотні якості, оскільки така узагальнена схема фактично реалізується в діапазоні НВЧ з урахуванням трансформації імпедансів при зміні довжини ліній.

1.2 Автогенератори класу Е та напрями їх вдосконалення

Зараз продовжується розвиток автогенераторів з високим ККД, де найбільш вивченим є автогенератор, що побудовано за схемою підсилювача зі зворотним зв'язком, у якому підсилювач працює в режимі класу Е, тобто автогенератор класу Е [5, 6]. Сфера застосування таких автогенераторів дуже велика: силова електроніка, системи освітлення, біомедичні пристрої, бездротова передача енергії, радіотехнічні та комунікаційні застосування. Використання таких пристроїв дозволяє отримувати відносно дешеві пристрої з оптимальним набором параметрів. Такі автогенератори виконуються від пристроїв на доволі великі потужності до пристроїв в інтегральному виконанні з вихідною потужністю на рівні міліват. Однак всі вони характеризуються високим ККД, тож продовжується їх удосконалення [31–35]. Багато питань удосконалення автогенераторів класу Е стосується їх роботи у складі різних систем та автоматичної підтримки робочих показників в умовах зміни зовнішніх чинників

[31, 32, 35], розробки методів зміни робочої частоти автогенератора класу Е [34], використання комбінованих режимів роботи у автогенераторах з високим ККД [33, 36], зменшення рівня шуму автогенератора класу Е [37–40], використання нових схем побудови автогенераторів (клас E_M) з високим ККД [41], розширення сфер застосування [42] та розробки нових методів розрахунку [43].

Найбільш поширеним варіантом автогенератора класу Е є варіант, запропонований М. Казимірчуком [6], у якому опір навантаження R_1 підключений з використанням трансформатору імпедансу та коло зворотного зв'язку утворено подільником $C_3 - C_4$, індуктивністю L_3 та входною ємністю транзистора Q_1 з приєднаними елементами (рис. 1.4). Такий автогенератор має високий ККД та використовується у великій кількості застосувань. Це пояснюється вдалим поєднанням виконання умов фазового зсуву та потрібного коефіцієнту передачі в колі зворотного зв'язку при мінімізації втрат енергії. Тому ККД таких генераторів є високим і схема такого автогенератора може використовуватися для вивчення процесів перетворення енергії у підсилювачі класу Е та втрат в окремих елементах схеми [43].

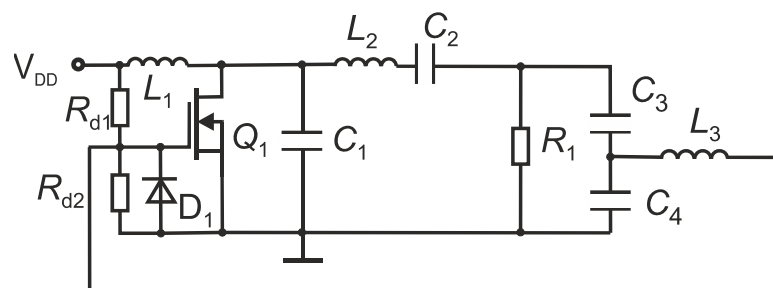


Рис. 1.4. Автогенератор класу Е за схемою Казимірчука

Більшість удосконалень націлено на підвищення ККД, розширення експлуатаційних характеристик та можливостей налаштування частоти. Проводилися теоретичні та експериментальні дослідження рівня фазових шумів такого автогенератора [37–40] та зроблені спроби знизити рівень шуму у діапазоні НВЧ. Але існує проблема зниження шумів та підвищення стабільності частоти у високочастотному (ВЧ) діапазоні.

Тобто, широкий набір робіт з удосконалення автогенераторів класу Е вказує на наявність потреби у розробці як нових конструкцій так і нових методів проєктування та дослідження автогенераторів з високим ККД, у тому числі і автогенераторів класу Е.

1.3 Підсилювачі класу Е в інтегральному виконанні

Багато напрямів сучасного стану радіoeлектроніки вимагає наявності доступних пристроїв з малою потужністю споживання та низькою вартістю. Виконати це можливо за умов масового виробництва та використання напівпровідникової інтегральної технології. У галузі пристроїв із високим ККД такі інтегральні пристрої можуть мати великі обсяги виробництва в галузях біомедичної техніки, інтернету речей, логістики, на автомобільному транспорті та автономних транспортних засобах. Тому задачі побудови підсилювачів з високим ККД в інтегральному виконанні є актуальними [44–47].

Часто такі підсилювачі виконуються у вигляді мікросхем на GaAs чи GaN підкладках, але це істотно збільшує вартість пристроїв. У той час як вдосконалення напівпровідникових технологій на кремнії (Si) дозволяє створювати різні пристрої, зокрема підсилювачі потужності [48]. Існує велика кількість робіт, в яких розглядаються питання побудови інтегральних підсилювачів різних класів, це зокрема пояснюється особливостями проєктування мікросхем за різними проєктними нормами. З одного боку зменшення проєктних норм підвищує робочу частоту пристроїв, але при цьому зменшується максимальна напруга на активних пристроях, і, відповідно, зменшується вихідна потужність. Тому для аналогових мікросхем до сантиметрового діапазону залишаються актуальними норми 0,18 мкм та близькі до цих значень. Позитивним аспектом тут також є та обставина, що цей технологічний процес має одну з найнижчих вартостей на 1 мм² поверхні кристалу. Тому він досі не втрачає актуальності для розробників аналогових інтегральних схем ВЧ та НВЧ діапазонів.

Використання високоефективних підсилювачів при створенні аналогових інтегральних схем надвисокочастотного діапазону набуває особливої актуальності при створенні пристроїв, які повинні працювати не менш 10 років від однієї «дискової» батареї. Такі прилади потрібні для систем інтернету речей, біомедичних застосувань та деяких видів спецтехніки. У трансиверах найбільший внесок у споживання енергії вносять вихідні каскади підсилювачів ВЧ та НВЧ, тому застосування в цих каскадах високоефективних класів підсилювачів, класів E, F та комбінованих класів є перспективним. Другий аспект побудови інтегральних підсилювачів класу E пов'язаний з обмеженням напруги на стоці польових транзисторів, що виконані за інтегральною технологією. Як відомо, напруга на стоці транзистора у підсилювачі класу E може бути до чотирьох разів більше напруги живлення, з одного боку це може збільшувати напругу на навантаженні, але при цьому зростають ризики виходу з ладу інтегральних транзисторів. Тому для розв'язання цих протиріч потрібні додаткові дослідження та розробка нових конструкцій інтегральних підсилювачів. Крім того, складність виготовлення та низька добротність інтегральних індуктивностей також створюють обмеження на використання підсилювачів з високим ККД в аналогових інтегральних схемах.

Тому дослідження цих питань є актуальною задачею.

1.4. Висновки до розділу 1

Проведений огляд стану розробки та застосувань підсилювачів та автогенераторів класу E дозволяє зробити наступні висновки.

1. Існує потреба в удосконаленні існуючих та в розробці нових схем підсилювачів потужності сімейства класу E та комбінованих класів, що засновані на виконанні умов перемикачності при нульовій напрузі, в розробці та удосконаленні методів їх розрахунку та в вивченні фізичних ефектів перетворення енергії та інформації в таких пристроях.

2. Таке застосування режимів класу E, як автогенератори класу E, також продовжує привертати увагу дослідників у зв'язку з суттєвим розширенням сфер

їх застосування. Підвищення енергетичних та інформаційних характеристик автогенераторів класу Е дозволить повніше задовольняти потреби як силової електроніки так і радіотехніки.

3. Для вирішення поставлених задач треба шукати рішення, в яких буде враховано як фізику процесів взаємодії всередині пристроїв, так і їх роботу в системі з іншими вузлами радіотехнічних систем (антени, суматори, навантаження, що змінюється). При цьому для рішення задач потрібно використовувати як дискретні елементи, так і інтегральні технології, щоб підвищити енергоефективність підсилювачів і автогенераторів високочастотного та надвисокочастотного діапазонів частот.

РОЗДІЛ 2

УДОСКОНАЛЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК АВТОГЕНЕРАТОРІВ КЛАСУ Е ШЛЯХОМ ВИДОЗМІНИ КОЛА ЗВОРОТНОГО ЗВ'ЯЗКУ

Автогенератори класу Е розповсюджено застосовуються в областях силовій електроніки, освітлювальної техніки та застосуваннях, пов'язаних із фотовольтаїчними приладами. Також у біомедичній електроніці, телекомунікаційних пристроях близької взаємодії і в спеціалізованих бездротових мережах та інших областях [49–51]. Застосування автогенераторів класу Е як в силовій електроніці, так і у системах зв'язку (телекомунікаціях) розширює набір постійно зростаючих вимог до стабільності сигналу автогенератора та ширини генерованого спектра (зниження рівня фазових шумів) [39]. У автогенератори класу Е вносять зміни конструкцій, модернізують методи їх розрахунку та розширюють набір досліджуваних параметрів [52, 53].

Для потужного активного пристрою, що працює в ключовому режимі, (MOSFET транзистор у складі автогенератора класу Е), необхідний достатній за амплітудою рівень сигналу на вході для того, щоб відповідно перемикати його зі стану "ВИМК" в стан "УВИМК". Тому багато відомих методів підвищення стабільності роботи автогенератора, як то застосування високодобротних резонаторів (коливальних контурів) в колі зворотного зв'язку не завжди можуть бути застосовані в автогенераторах класу Е через проблеми подання необхідної напруги на затвор польового транзистора після затухання сигналу у вищеназваних резонансних колах.

Одним із варіантів удосконалення автогенератора класу Е може бути модернізація його кола зворотного зв'язку, оскільки такі зміни схеми можуть бути зроблені з невеликим розсіюванням енергії в автогенераторі, щонайменше у нижній частині ВЧ діапазону [54].

В даному розділі розглядається використання нового кола зворотного зв'язку, що включає в себе додатковий ФНЧ [6]. Таке рішення забезпечує

підвищення еквівалентної добротності кола, яке задає частоту, і підвищує стабільність частоти вихідного сигналу автогенератора [56].

2.1 Визначення добротності кола зворотного зв'язку для двох варіантів автогенератора класу Е

При аналізі можливих шляхів модернізації кола зворотного зв'язку (33) високоефективного автогенератора класу Е для поліпшення стабільності частоти та покращення інших характеристик сигналу автогенератора було потрібно обрати таку видозміну кола 33, яка б дозволила збільшити добротність та не вимагала б застосування елементів, що сильно зменшують амплітуду сигналу після проходження кола 33. До того ж, еквівалентна добротність кола 33 впливає на стабільність частоти автогенератора, та за величиною даної добротності можна оцінити, наскільки стабільнішим буде отриманий автогенератор у порівнянні з іншими високоефективними варіантами.

Еквівалентна добротність кола зворотного зв'язку автогенератора може бути розрахована різними способами, що їх використовують різні автори. Наприклад, у [56] для оцінки еквівалентної добротності використовується вираз

$$Q = \frac{\omega_0}{2} \left| \frac{d\phi}{d\omega} \right|, \quad (2.1)$$

де $\frac{d\phi}{d\omega}$ – нахил фазового зсуву в залежності від частоти. Застосовуючи даний вираз до схеми класичного автогенератора класу Е [54], де коло зворотного зв'язку виглядає, як показано на рис. 2.1, можна отримати величину еквівалентної добротності кола 33. Проведемо моделювання залежності фазового зсуву від частоти для даного кола 33 класичного автогенератора класу Е. Номінали елементів даної схеми наведено у табл. 2.1

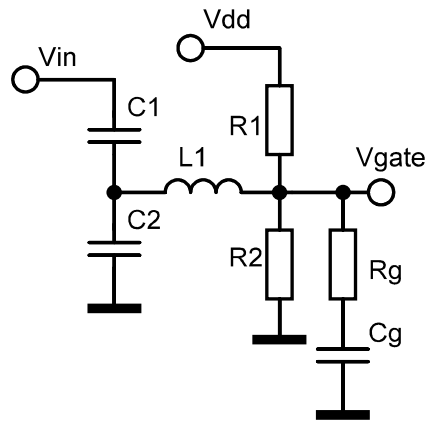


Рис. 2.1. Схема кола зворотного зв'язку класичного автогенератора класу Е

Таблиця 2.1

Номінали елементів схеми класичного автогенератора класу Е

Елемент кола	Номінал
C ₁	8,853 нФ
C ₂	293 нФ
L ₁	47 мкГн
R ₁	100 кОм
R ₂	170 кОм
R _g	2,5 Ом
C _g	0,81 нФ

Модельована ФЧХ даного кола показана на рис. 2.2. Робоча частота автогенератора [54] становить 800 кГц. З фазо-частотної залежності можна визначити нахил характеристики $\frac{d\phi}{d\omega}$ та за формулою (2.1) обчислити еквівалентну добротність, яка дорівнює $Q = 9,8$.

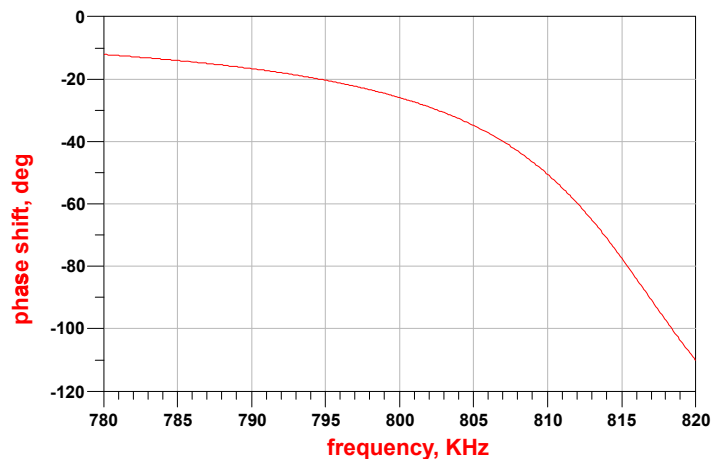


Рис. 2.2. Модельована ФЧХ для кола 33 класичного автогенератора класу Е

Ще за одним критерієм добротність кола 33 може бути визначена як [56]

$$Q = \frac{\omega_0}{2} \left| \frac{d}{d\omega} \ln Z \right| = \frac{\omega_0}{2} \sqrt{\left(\frac{d\mu}{d\omega} \right)^2 + \left(\frac{d\varphi}{d\omega} \right)^2}, \quad (2.2)$$

де ω_0 – частота генерації, Z – вхідний імпеданс кола класу Е.

Імпеданс $Z = e^{\mu}(\cos \varphi + j \sin \varphi)$ можна записати, як $\ln Z = \mu + j\varphi$, де $\mu = \ln|Z|$, $\varphi = \angle Z = \arctg(\text{Im } Z / \text{Re } Z)$.

Еквівалентна повна схема кола класичного автогенератора класу Е показана на рис. 2.3.

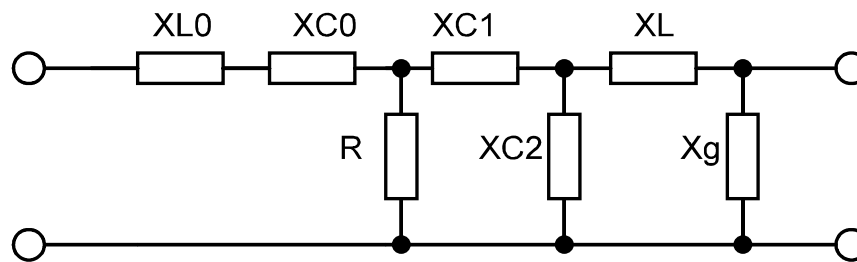


Рис. 2.3. Еквівалентна схема вихідного кола класичного автогенератора класу Е

Вираз для знаходження імпедансу можна отримати, послідовно визначаючи імпеданси по перерізах справа наліво. Причому, опір навантаження дорівнює $R = 50$ Ом та припускається відсутність паразитних опорів.

Імпеданс кола виражається наступною формулою:

$$Z = X_{L0} + X_{C0} + \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{X_{C1} + \frac{1}{\frac{1}{X_{C2}} + \frac{1}{X_L + X_g}}}} \quad (2.3)$$

Застосовуючи формулу (2.2) до даного виразу отримаємо для робочої частоти у 800 кГц значення еквівалентної добротності $Q = 8.7$ для класичного автогенератора класу Е.

Таким чином, при виборі конфігурації кола 33 для високоефективного автогенератора класу Е зі збільшеною стабільністю, треба враховувати отримані значення еквівалентної добротності для класичного автогенератора класу Е.

Прикладом ланцюга з більш різкою залежністю нахилу фази від частоти може слугувати фільтр нижніх частот (ФНЧ) в області частот, близьких до частоти зрізу [57]. До того ж, ФНЧ, який буде виступати в якості ланки кола 33

у схемі автогенератора класу Е повинен забезпечувати додатковий набіг фази у 360° для виконання умов генерації. Таким чином, введення ланки ФНЧ в схему може суттєво підвищити еквівалентну добротність кола ЗЗ автогенератора класу Е, відповідно, розглянемо даний варіант схеми.

Принципова електрична схема автогенератора класу Е з подовженим колом зворотного зв'язку показана на рис. 2.4. Він містить активний елемент (у даному разі MOSFET 2N7000), вихідне навантажувальне коло класу Е, яке складається з елементів C_1 , L_2 , C_2 , R_L та послідовно підключених конденсаторів C_3 і C_4 . Коло зворотного зв'язку утворюють вищеописана вихідна ланка класу Е та фільтр L_3 , C_5 , L_4 , C_6 , L_5 . Індуктивність L_6 , що також входить в коло ЗЗ, створює спільно з вхідною ємністю транзистора VT_1 і стабілітрона VD_1 послідовний коливальний контур, напруга на ємності якого і є вхідною напругою транзистора. Активний опір даного контуру малий і це створює труднощі при розрахунку модифікованого кола зворотного зв'язку автогенератора.

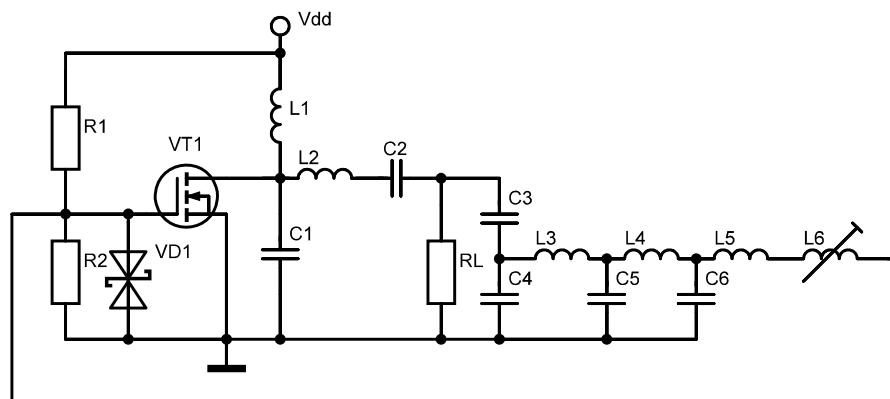


Рис. 2.4. Автогенератор класу Е з подовженим колом зворотного зв'язку

У Додатку Б наведена процедура розрахунку даної схеми автогенератора, яка базується на роботах [54, 6] та передбачає визначення зсувів фаз послідовно по перерізах в ділянках схеми з виконанням умови на імпеданс навантаження на стоці транзистора для його роботи у режимі класу Е та виконанням умови балансу фаз для генерації за умови наявності додаткового фазового зсуву у 360° , який забезпечує використання ланки ФНЧ.

Знайдемо значення еквівалентної добротності даного подовженого кола ЗЗ модифікованого автогенератора класу Е за формулою (2.2). На рис. 2.5 наведена еквівалентна схема кола автогенератора класу Е з подовженим колом ЗЗ. Тут X_Z та X_A – відповідно, еквівалентні імпеданси стабілітрону та затвору транзистора.

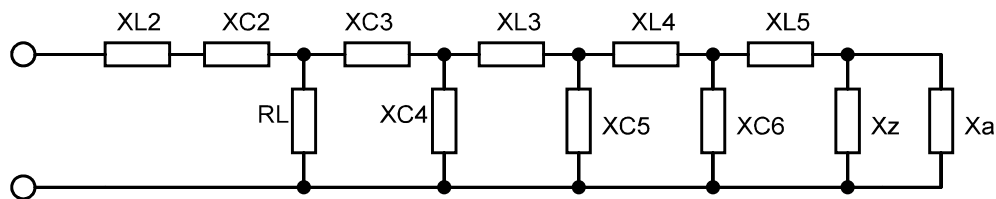


Рис. 2.5. Еквівалентна схема автогенератора класу Е з подовженим колом ЗЗ

Імпеданс кола знаходиться за процедурою, аналогічно для знаходження виразу (2.3). Значення імпедансу X_{L5} включає в себе індуктивні опори котушок L_5 та L_6 ; паразитні опори котушок L_3 та L_4 становлять 0,5 Ом, паразитний опір котушки L_5+L_6 становить 2,5 Ом. Розрахована добротність за формулою (2.2) становить $Q = 51$, що набагато більше за розраховане значення, отримане для класичного автогенератора класу Е. Результати моделювання залежності зсуву фаз від частоти для даної схеми показані на рис. 2.6.

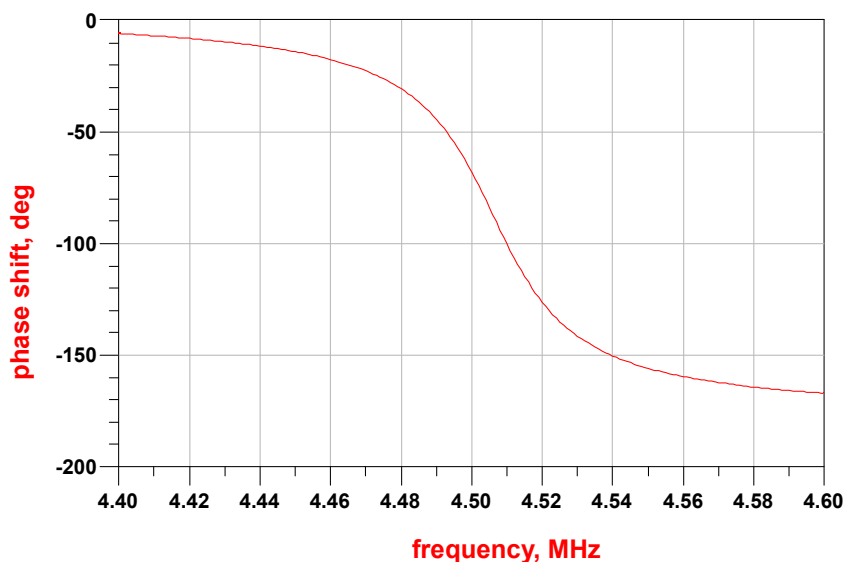


Рис. 2.6. Модельована ФЧХ для автогенератора класу Е з подовженим колом ЗЗ

Обчисливши нахил характеристики, за формулою (2.1) еквівалентна добротність для автогенератора класу Е з подовженим колом зворотного зв'язку дорівнює $Q = 117$.

Таким чином, теоретично доведено, що вихідне коло схеми автогенератора класу Е з подовженим колом ЗЗ має більшу еквівалентну добротність, обчислену за двома різними підходами, що дає змогу очікувати збільшення стабільності частоти даного автогенератора. Звісно, режим роботи активного приладу (транзистора) може внести корективи в характеристики автогенератора, у тому числі, у стабільність його частоти.

2.2. Експериментальні дослідження автогенератора класу Е з подовженим колом зворотного зв'язку

Для перевірки гіпотез про вдосконалення характеристик автогенератора класу Е завдяки видозміні кола зворотного зв'язку та виконанні його у вигляді ланок ФНЧ, був виготовлений експериментальний макет автогенератора на частоту 4,5 МГц, використовуючи розраховані значення компонентів за описаною у Додатку Б процедурою проектування. На рис. 2.7 показані експериментально отримані форми напруги на стоці транзистора і на навантаженні при напрузі живлення 6 В. Видно, що умови роботи підсилювача класу Е виконуються, зокрема, у момент включення транзистора, а вихідний сигнал генератора є синусоїдою.

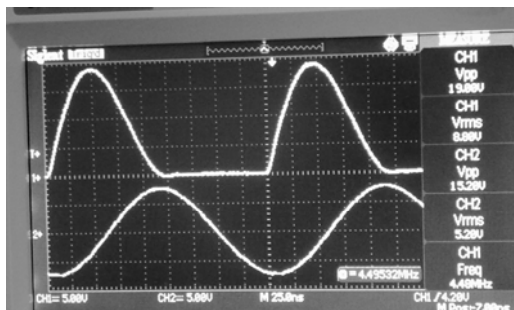


Рис. 2.7. Експериментально отримані форми напруги на стоці транзистора (вгорі) і на навантаженні (знизу) при напрузі живлення 6 В

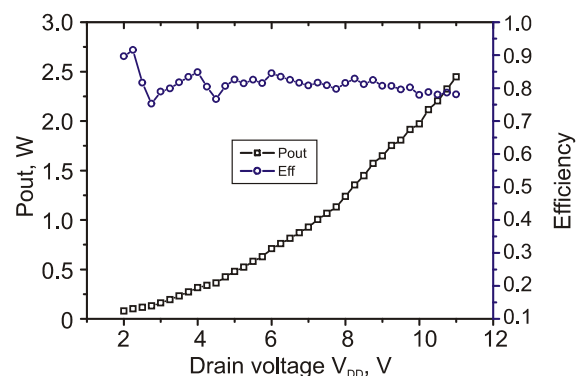


Рис. 2.8. Експериментально отримані залежності вихідної потужності та ККД від напруги живлення

При напрузі живлення 6 В вихідна потужність автогенератора складає 0,54 Вт при ККД 85%. На рис. 2.8 показані вихідна потужність і ККД в залежності від напруги живлення [61]. Немонотонні залежності ККД від напруги живлення автогенератора пояснюються варіаціями вихідної потужності і споживаного постійного струму, що відбуваються при змінах форм струму і напруги на транзисторі.

На рис. 2.9 показані залежності частоти генерації від напруги живлення [61]. Діапазон відносної зміни частоти у 0,4% є подібним за величиною до інших автогенераторів класу E [54, 59], але запропонована конструкція має таку зміну при більшому діапазоні зміни напруги живлення. Таким чином, маємо більшу частотну стабільність при зміні напруги живлення, яка відбувається через те, що вихідна ємність транзистора, що входить в автоколивальну систему, зазнає змін при зміні напруги живлення.

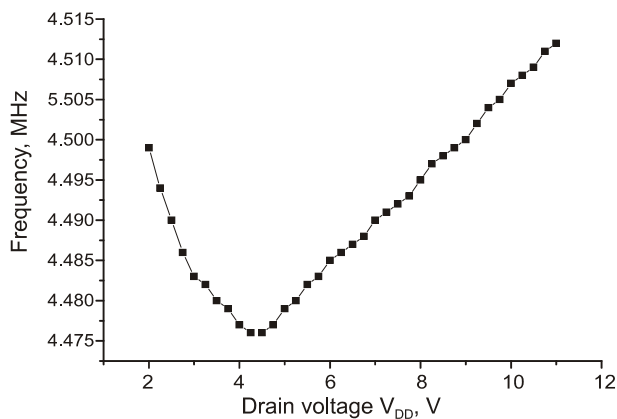


Рис. 2.9. Частота генерації в залежності від напруги живлення

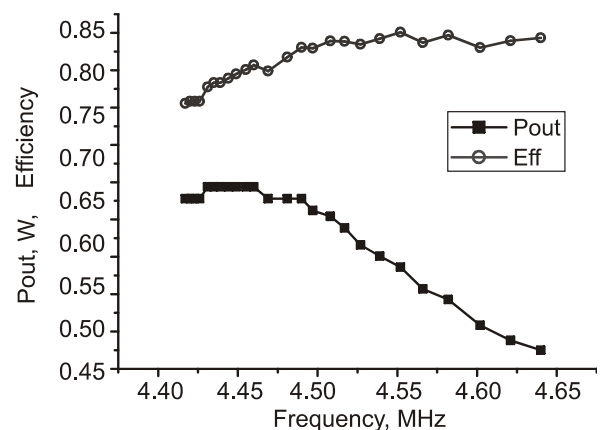


Рис. 2.10. Залежності вихідної потужності та ККД при перестроюванні частоти генерації

На рис. 2.10 представлені вихідна потужність і ККД автогенератора при зміні частоти генерації завдяки зміні індуктивності L_6 [61]. Отримані енергетичні залежності подібні до інших автогенераторів класу E.

Як було зазначено вище, параметром, який характеризує частотну стабільність автогенератора, є нахил фазового зсуву від частоти і добротність коливальної системи можна визначити за формулою (2.1).

На рис. 2.11 показаний фазовий зсув на індуктивності L_6 при зміні частоти генерації. З даного графіка можна визначити фазовий зсув на одиницю частоти, що дорівнює 204,1 град/МГц. Відповідно до цих даних еквівалентна добротність може досягати значення 50,3 [61].

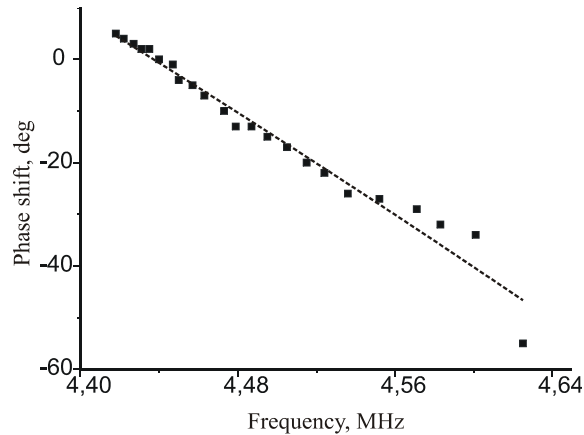


Рис. 2.11. Фазовий зсув на індуктивності L_6 від робочої частоти, що змінюється при зміні L_6

Оцінити стабільність частоти генератора під дією дестабілізуючих факторів можна по ширині смуги захоплення частоти при синхронізації зовнішнім сигналом [56, 59, 60]. У табл. 2.2 наведені значення відносної смуги захоплення частоти для декількох конструкцій ВЧ автогенераторів класу Е.

Таблиця 2.2

Відносна смуга синхронізації різних автогенераторів класу Е

Конструкція	Частота, МГц	Q_L	Діапазон синхронізації kHz @ V_{spp} , В	$\Delta f / f_0$, %
[59]	0,8	13	9,5 @ 4,2	1,06
[39]	5,0	12	20,6 @ 3,0	0,4
[53]	1,0	5	8,0 @ 3,0	0,8
[61]	4,5	5	10,8 @ 4,6	0,24

Результати показують, що при порівнянних активних приладах, напрузі живлення і рівні синхронізуючого сигналу, смуга захоплення частоти у запропонованого генератора є вужчою, що свідчить про більш високу ефективну добротність кола зворотного зв'язку [56]. Для узгодження теоретичних і експериментальних даних необхідно враховувати частотні характеристики активного елемента в робочому режимі.

2.3. Висновки до розділу 2

1. Отримано удосконалення характеристик автогенератора класу Е за рахунок видозміни кола зворотного зв'язку. Був розроблений, виготовлений і досліджений автогенератор класу Е з подовженим колом зворотного зв'язку, що включає в себе ФНЧ, який діє у ролі лінії затримки. Лінія затримки вводить додатковий зсув фази на 360 градусів, завдяки чому покращується стабільність частоти генератора, збільшуючи ефективну добротність зворотного зв'язку. Комп'ютерне моделювання також показує різке збільшення добротності. Експериментально отримана вихідна потужність дорівнює 0,54 Вт при ККД 85 %.

2. Експериментальне дослідження смуги синхронізації, зміни частоти в залежності від напруги живлення і зсуву фази при зміні індуктивності в колі зворотного зв'язку підтверджує поліпшення стабільності частоти генератора. Запропонована відносно проста модифікація схеми генератора може знайти застосування в багатьох областях, де потрібно використовувати високоефективний автогенератор з поліпшеною частотною стабільністю.

Результати досліджень даного розділу наведено у таких публікаціях:

1. В. Г. Крижановський. Автогенератори класу Е. Монографія / В. Г. Крижановський, Д. Г. Макаров, Д. В. Чернов, В. В. Крыжановський. За ред. В. Г. Крижановського // ДонНУ імені Василя Стуса. – Вінниця: ТОВ «Нілан-ЛТД», 2017. – 220 с.
2. Макаров Д. Г. Автогенератор класу Е / Д. Г. Макаров, В. В. Крижановський, Д. В. Чернов, В. Г. Крижановський // Патент на корисну модель №113374. Видано 25.01.2017, завл. 11.07.2016 (№. у 2016 07586). Бюл. №2 від 25.01.2017. МПК H03B 5/12 (2006.01).
3. Makarov D. G. Class E Oscillator with Electrically Enlogated Feedback Network / D. G. Makarov, V. V. Kryzhanovskyi, D. V. Chernov // *2016 International Conference Radio Electronics & Info Communications (UkrMiCo)*, Kiev, 2016, pp. 25-26.

РОЗДІЛ 3

ОСОБЛИВОСТІ РОЗРАХУНКУ ТА РОБОТИ СХЕМ ПІДСИЛЮВАЧІВ НВЧ З ВИКОРИСТАННЯМ SiC ТА GaN ТРАНЗИСТОРІВ

Сучасна напівпровідникова індустрія має безліч ефективних активних приладів, але не всі можуть бути використані у НВЧ застосуваннях. Найбільш перспективним є використання нових широкозонних напівпровідників та активних приладів на їх основі. Найпоширеніші – транзистори на основі SiC та GaN напівпровідників. Їх головні переваги – велика допустима напруга та малі міжелектродні ємності [62, 63], роблять їх ідеальним варіантом для застосування у високоефективних підсилювачах НВЧ, у яких вихідна ємність входить в узгоджувальне коло та обмежує граничну робочу частоту для підсилювачів класу E [5].

3.1. Широкопasmовий НВЧ підсилювач класу E на SiC транзисторі

Першими комерційно доступними були SiC транзистори компанії Cree Electronics для роботи на частотах до 2,5 ГГц CRF24010 та CRF24060 з вихідною потужністю 10 та 60 Вт відповідно. Є успішні приклади реалізації широкопasmових лінійних підсилювачів потужності із застосуванням даних типів транзисторів [62, 63]. Так, в [62] показано двокаскадний лінійний підсилювач потужності на діапазон частот 10 МГц - 2,4 ГГц. Вихідна потужність становила 5 Вт із застосуванням в вихідному каскаді транзистора CRF24010 при напрузі живлення 40 В. В роботі [63] було представлено широкопasmовий однокаскадний лінійний підсилювач потужності на цьому ж транзисторі. У смугі частот 0,8–2,5 ГГц вихідна потужність становила 8,5–12,5 Вт при напрузі живлення 48 В. Також SiC транзистор CRF24060 було застосовано у ВЧ підсилювачі класу E на частоту 145 МГц [64], тому що даний транзистор має доволі низьке значення опору у відкритому стані (близько 0,6 Ом), але високе значення його вихідної ємності, що дорівнює 15 пФ, обмежує робочу частоту у класі E на рівні 450 МГц.

В той же час, транзистор CRF24010 має вихідну ємність 1,22 пФ, що дозволяє використовувати його у НВЧ підсилювачах класу Е, але великий опір у стані провідності (до 14,7 Ом за даними [65]), знижує ККД підсилювача та до того ж, даний опір необхідно включати у процедуру розрахунку вихідного кола, як буде показано нижче.

Для реалізації підсилювача класу Е на SiC транзисторі CRF24010 була обрана широкосмугова конфігурація НВЧ підсилювача з вихідним колом на основі мікросмужкових ліній [5]. Як відомо, вхідний імпеданс вихідного кола на стоці транзистора в класі Е може бути записаний як $Z = \frac{0.1836}{\omega C} (1 + j \tan 49,052^\circ)$ на робочій частоті, в той час, як на вищих гармоніках він повинен реалізовувати близьке до нескінченності значення [66 – 68], як схематично показано на рис. 3.1.

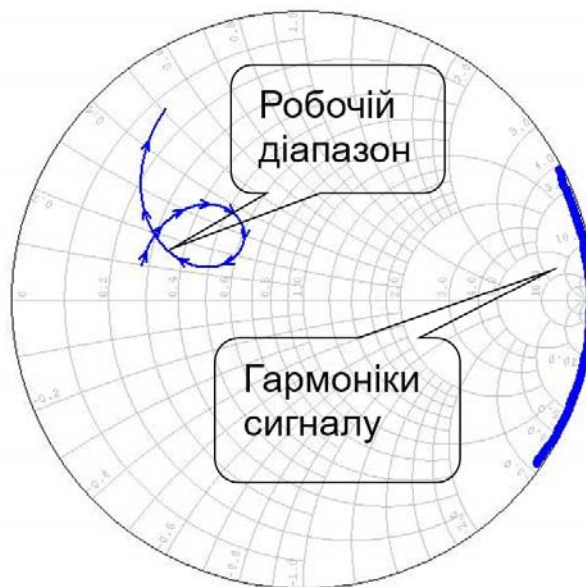


Рис. 3.1. Необхідні значення імпедансу вихідного кола

Для реалізації розширення робочого діапазону частот вихідне коло було виконане за допомогою мікросмужкових ліній та шлейфів, як показано на рис. 3.2, що реалізовували умови класу Е на двох частотах та нескінченний імпеданс на 2 та 3 гармоніках. Таким чином, на краях робочого діапазону будуть виконуватися умови класу Е, а в середині буде мати місце субоптимальний режим класу Е з ненульовою похідною напруги. Таким чином, підсилювач буде мати переваги класу Е, та також буде широкосмуговим.

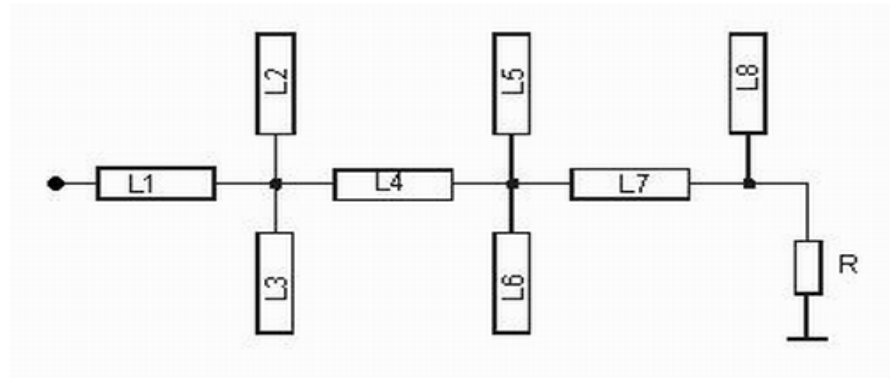


Рис. 3.2. Вихідне коло широкосмугового підсилювача класу Е на основі мікросмужкових ліній та шлейфів

Робочій діапазон частот 800 – 1070 МГц, напруга живлення 15 В. Експериментальний макет було виконано у вигляді двох плат з мікросмужковими лініями та шлейфами, виготовленими на матеріалі полікор з відносною діелектричною проникністю $\varepsilon = 9,8$. Експериментальний макет підсилювача показано на рис. 3.3 [69]. Докладна топологія плат наведена у Додатку Д.

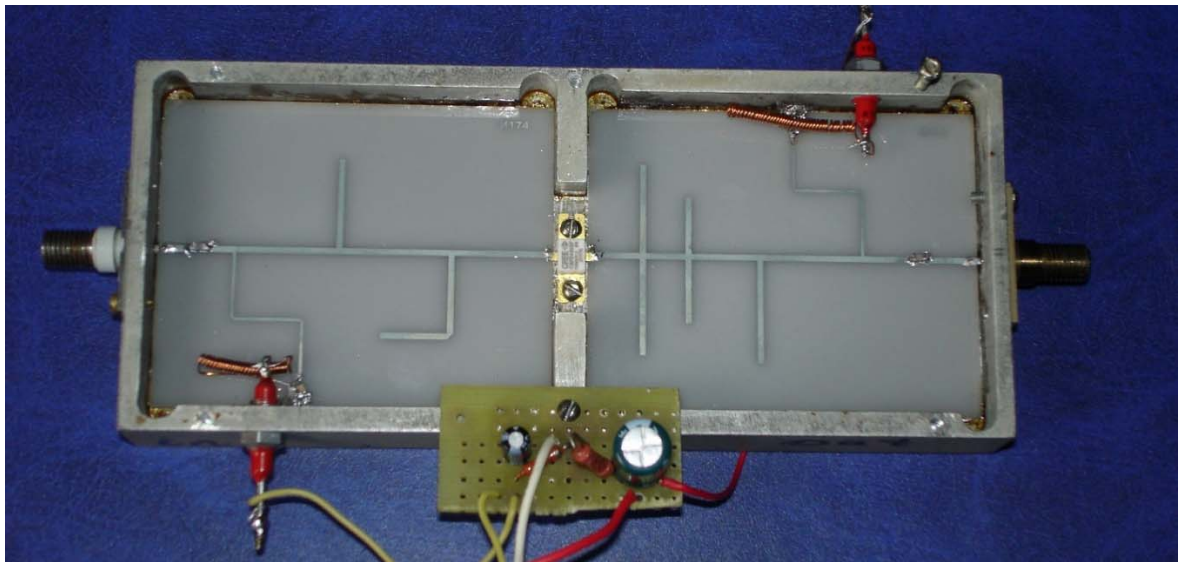


Рис. 3.3. Макет широкосмугового підсилювача класу Е на діапазон частот 800 – 1070 МГц

Модельовані та експериментально отримані залежності вихідної потужності та ККД по доданій потужності (ККД_{дп}) від частоти показані на рис. 3.4 та 3.5.

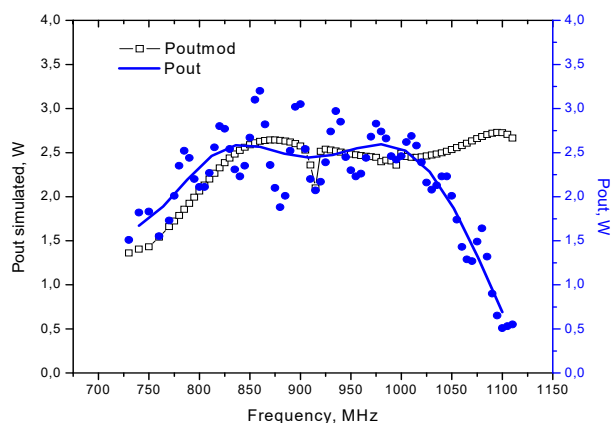


Рис. 3.4. Залежності вихідної потужності від частоти

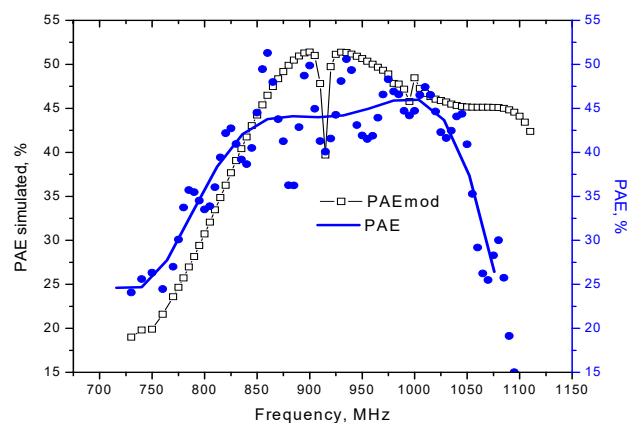


Рис. 3.5. Залежності ККДп від частоти

Максимальна вихідна потужність сягає 3,3 Вт на частоті 860 МГц та близько 2 Вт на крайніх частотах робочого діапазону. Вхідна потужність складала 200 мВт, ККД по доданій потужності показав доволі низьке значення у 45 %, що пояснюється дуже високим значенням опору транзистора у відкритому стані, що сягає 14,7 Ом [65], а згідно [72], критерій роботи транзистора з суттєвим опором у відкритому стані у режимі класу Е вимагає, щоб опір у відкритому стані $R_{on} < 0,000152 \frac{V_{dd}^2}{P_{out}}$. Для умов роботи описуваного підсилювача цей опір мав би бути не більшим за 6,25 Ом [69]. Таким чином, для коректного розрахунку підсилювача класу Е на SiC транзисторі CRF24010 необхідно приймати до уваги його опір у відкритому стані.

Приймемо за основу роботу [72] та проведемо аналіз роботи схеми підсилювача класу Е з ненульовим опором транзистора у відкритому стані, яка показана на рис. 3.6. При цьому вважаємо, що інші елементи схеми є ідеальними, контур L_0C_0 налаштований на робочу частоту, реактивність X забезпечує необхідний фазовий зсув для отримання потрібних форм напруги класу Е.

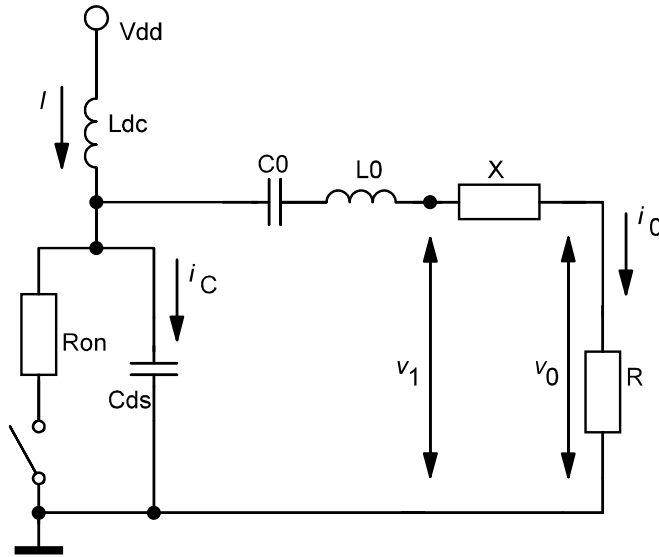


Рис. 3.6. Еквівалентна схема підсилювача класу Е з ненульовим опором у відкритому стані транзистора

Вихідну напругу та струм запишемо у вигляді

$$\begin{aligned} v_0(\theta) &= c \sin(\theta + \varphi); \\ i_0(\theta) &= \frac{c}{R} \sin(\theta + \varphi), \end{aligned} \quad (3.1)$$

де $\theta = \omega t$, c – амплітуда вихідної напруги, R – опір навантаження, φ – різниця фаз між напругою на ключі та вихідною напругою.

Напруга $v_1(\theta)$ – це напруга у точці між ідеальним послідовним контуром $L_0 C_0$ та реактивністю jX . Вона може бути записана як

$$v_1(\theta) = v_0(\theta) + v_x(\theta), \quad (3.2)$$

де $v_x(\theta)$ – напруга на реактивності jX .

Перепишемо вираз для напруги $v_1(\theta)$:

$$\begin{aligned} v_1(\theta) &= c \sin(\theta + \varphi) + i_0(\theta)X = c \sin(\theta + \varphi) + \frac{c}{R}X \cos(\theta + \varphi) = \\ &= c_1 \sin(\theta + \varphi_1). \end{aligned} \quad (3.3)$$

Тут

$$c_1 = c \sqrt{1 + \frac{X^2}{R^2}} = pc \text{ та } \varphi_1 = \varphi + \psi = \varphi + \arctg \frac{X}{R}. \quad (3.4)$$

Коли ключ розімкнено, різниця між струмом живлення та вихідним струмом протікає через конденсатор C_{ds} , заряджаючи його. Цей струм можна записати як

$$i_c(\theta) = I - i_0(\theta). \quad (3.5)$$

Інтегруємо струм $i_c(\theta)$ та отримаємо напругу на конденсаторі:

$$\begin{aligned} v_{off}(\theta) &= \frac{1}{\omega C} \int_0^\theta i_c(u) du = \\ &= \frac{1}{B} \int_0^\theta \left(I - \frac{c}{R} \sin(u + \varphi) \right) du = \frac{I}{B} \theta + \frac{c}{BR} \cos(\theta + \varphi) - \frac{c}{BR} \cos \varphi. \end{aligned} \quad (3.6)$$

Тут введено позначення $B = \omega C_{ds}$.

Запишемо вираз для напруги на ключі протягом часу, коли ключ знаходиться у замкненому стані:

$$v_{on}(\theta) = i_c(\theta) R_{on} = I R_{on} - \frac{c}{R} R_{on} \sin(\theta + \varphi) \quad (3.7)$$

Умови для напруги та струму у підсилювачі класу Е з ненульовим опором у замкненому стані ключа можуть бути записані як

$$\begin{aligned} v_{off}(0) &= v_{on}(2\pi); \\ v_{off}(\pi) &= v_{on}(\pi) = 0. \end{aligned} \quad (3.8)$$

Таким чином, з (3.6) та (3.7), враховуючи (3.8) маємо вирази, що описують форму напруги на ключі протягом всього періоду сигналу:

$$\begin{aligned} v_{off}(\theta) &= \frac{I}{B} \theta + \frac{c}{BR} \cos(\theta + \varphi) - \frac{c}{BR} \cos \varphi + I R_{on} - \frac{c}{R} R_{on} \sin \varphi \\ v_{on}(\theta) &= I R_{on} - \frac{c}{R} R_{on} \sin(\theta + \varphi). \end{aligned} \quad (3.9)$$

Ідеальний послідовний контур на робочій частоті має нульовий імпеданс, відповідно, напруга $v_1(\theta)$ в точці між контуром $L_0 C_0$ та реактивністю jX синусоїдальна та має фазу φ_1 . Її амплітуду можна знайти за допомогою перетворення Фур'є.

$$c_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi v_{off}(\theta) \sin(\theta + \varphi_1) d\theta + \frac{1}{\pi} \int_\pi^{2\pi} v_{on}(\theta) \sin(\theta + \varphi_1) d\theta = A + C \quad (3.10)$$

Для першого інтегралу А запишемо:

$$A = \frac{I}{\pi B} \int_0^\pi \theta \sin(\theta + \varphi_1) d\theta + \frac{c}{\pi BR} \int_0^\pi \cos(\theta + \varphi) \sin(\theta + \varphi_1) d\theta - \\ - \frac{c}{\pi BR} \int_0^\pi \cos \varphi \sin(\theta + \varphi_1) d\theta + \frac{IR_{on}}{\pi} \int_0^\pi \sin(\theta + \varphi_1) d\theta \\ - \frac{cR_{on}}{\pi R} \int_0^\pi \sin \varphi \sin(\theta + \varphi_1) d\theta$$

Таким чином, перший член виразу для амплітуди c_1

$$A = \frac{I}{B} \cos \varphi_1 - \frac{2I}{\pi B} \sin \varphi_1 - \frac{2c}{\pi BR} \cos \varphi \cos \varphi_1 + \frac{c}{2BR} \sin \psi + \\ + \frac{2IR_{on}}{\pi} \cos \varphi_1 - \frac{2cR_{on}}{\pi R} \sin \varphi \cos \varphi_1 \quad (3.11)$$

Другий інтеграл:

$$C = \frac{IR_{on}}{\pi} \int_\pi^{2\pi} \sin(\theta + \varphi_1) d\theta - \frac{cR_{on}}{\pi R} \int_\pi^{2\pi} \sin(\theta + \varphi) \sin(\theta + \varphi_1) d\theta = \\ = -\frac{2IR_{on}}{\pi} \cos \varphi_1 - \frac{cR_{on}}{2R} \cos \psi \quad (3.12)$$

Таким чином, амплітуда напруги $v_1(\theta)$ в точці між контуром L_0C_0 та реактивністю jX виражається наступною формулою:

$$c_1 = \frac{I}{B} \cos \varphi_1 - \frac{2I}{\pi B} \sin \varphi_1 - \frac{2c}{\pi BR} \cos \varphi \cos \varphi_1 + \frac{c}{2BR} \sin \psi - \\ - \frac{2cR_{on}}{\pi R} \sin \varphi \cos \varphi_1 - \frac{cR_{on}}{2R} \cos \psi. \quad (3.13)$$

Враховуючи (3.4), можемо записати $c_1 = pc$, тому з (3.13) маємо

$$pc = \frac{c}{R} \left(\frac{1}{2B} \sin \psi - \frac{2}{\pi B} \cos \varphi \cos \varphi_1 - \frac{2R_{on}}{\pi} \sin \varphi \cos \varphi_1 - \frac{R_{on}}{2} \cos \psi \right) + \\ + \frac{I}{\pi B} (\pi \cos \varphi_1 - 2 \sin \varphi_1). \\ c = IR \frac{\pi \cos \varphi_1 - 2 \sin \varphi_1}{\pi BRp - \frac{\pi}{2} \sin \psi + 2 \cos \varphi \cos \varphi_1 + 2BR_{on} \sin \varphi \cos \varphi_1 + \frac{\pi BR_{on}}{2} \cos \psi}. \quad (3.14)$$

Перша гармоніка напруги на ключі не має косинусної складової по відношенню до фази φ_1 , тому можна записати ще один вираз для амплітуди вихідної напруги c .

$$0 = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi v_{off}(\theta) \cos(\theta + \varphi_1) d\theta + \frac{1}{\pi} \int_\pi^{2\pi} v_{on}(\theta) \cos(\theta + \varphi_1) d\theta = A_1 + C_1 \quad (3.15)$$

Запишемо вирази для інтегралів

$$A_1 = \frac{I}{\pi B} \int_0^\pi \theta \cos(\theta + \varphi_1) d\theta + \frac{c}{\pi BR} \int_0^\pi \cos(\theta + \varphi) \cos(\theta + \varphi_1) d\theta - \\ - \frac{c}{\pi BR} \int_0^\pi \cos \varphi \cos(\theta + \varphi_1) d\theta + \frac{IR_{on}}{\pi} \int_0^\pi \cos(\theta + \varphi_1) d\theta - \frac{cR_{on}}{\pi R} \int_0^\pi \sin \varphi \cos(\theta + \varphi_1) d\theta.$$

Далі маємо:

$$A_1 = \frac{2c}{\pi BR} \sin \varphi_1 \cos \varphi - \frac{I}{B} \sin \varphi_1 - \frac{2I}{\pi B} \cos \varphi_1 + \frac{c}{2BR} \cos \psi - \\ - \frac{2IR_{on}}{\pi} \sin \varphi_1 + \frac{2cR_{on}}{\pi R} \sin \varphi \sin \varphi_1. \quad (3.16)$$

Другий інтеграл:

$$C_1 = \frac{IR_{on}}{\pi} \int_\pi^{2\pi} \cos(\theta + \varphi_1) d\theta - \frac{cR_{on}}{\pi R} \int_\pi^{2\pi} \sin(\theta + \varphi) \cos(\theta + \varphi_1) d\theta = \\ = \frac{2IR_{on}}{\pi} \sin \varphi_1 + \frac{cR_{on}}{2R} \sin \psi \quad (3.17)$$

В сумі маємо:

$$0 = \frac{2c}{\pi BR} \sin \varphi_1 \cos \varphi - \frac{I}{B} \sin \varphi_1 - \frac{2I}{\pi B} \cos \varphi_1 + \frac{c}{2BR} \cos \psi + \\ + \frac{2cR_{on}}{\pi R} \sin \varphi \sin \varphi_1 + \frac{cR_{on}}{2R} \sin \psi. \quad (3.18)$$

Виразимо c з (3.18):

$$0 = \frac{c}{R} \left(\frac{2}{\pi B} \sin \varphi_1 \cos \varphi - \frac{I}{2B} \cos \psi + \frac{2R_{on}}{\pi} \sin \varphi \sin \varphi_1 + \frac{R_{on}}{2} \sin \psi \right) - \\ - \frac{I}{\pi B} (\pi \sin \varphi_1 + 2 \cos \varphi_1); \\ c = IR \frac{\pi \sin \varphi_1 + 2 \cos \varphi_1}{2 \sin \varphi_1 \cos \varphi + \frac{\pi}{2} \cos \psi + 2R_{on} B \sin \varphi \sin \varphi_1 + \frac{\pi BR_{on}}{2} \sin \psi}. \quad (3.19)$$

Можна записати, що

$$c = gIR, \quad (3.20)$$

де

$$g = \frac{\pi \sin \varphi_1 + 2 \cos \varphi_1}{2 \sin \varphi_1 \cos \varphi + \frac{\pi}{2} \cos \psi + 2R_{on} B \sin \varphi \sin \varphi_1 + \frac{\pi BR_{on}}{2} \sin \psi}. \quad (3.21)$$

Гранична умова для напруги при розімкненому ключі $v_{off}(\pi) = 0$:

$$0 = \frac{I}{B}\pi - \frac{2c}{BR}\cos\varphi + IR_{on} - \frac{cR_{on}}{R}\sin\varphi.$$

Підставимо (3.20) в даний вираз та отримаємо g :

$$0 = \frac{I}{B}\pi - \frac{2gI}{B}\cos\varphi + IR_{on} - gIR_{on}\sin\varphi$$

$$g = \frac{\pi + BR_{on}}{2\cos\varphi + BR_{on}\sin\varphi}. \quad (3.22)$$

Однією з умов отримання ККД 100% для ідеального класу Е є рівність нулю першої похідної напруги на ключі у кінці інтервалу розімкненого ключа

$$\left. \frac{dv_{off}(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=\pi} = 0. \quad (3.23)$$

Застосувавши умову (3.23) до виразу (3.9), маємо:

$$\frac{dv_{off}(\theta)}{d\theta} = \frac{I}{B} - \frac{c}{BR}\sin(\theta + \varphi) = 0. \quad (3.24)$$

Тоді умова (3.23) буде записана як:

$$\frac{I}{B} + \frac{c}{BR}\sin\varphi = 0. \quad (3.25)$$

Враховуючи (3.20) маємо

$$\frac{I}{B} + \frac{gI}{B}\sin\varphi = 0. \quad (3.26)$$

Таким чином, коефіцієнт

$$g = -\frac{1}{\sin\varphi}. \quad (3.27)$$

Підставимо (3.27) в (3.22) та отримаємо:

$$-\frac{1}{\sin\varphi} = \frac{\pi + BR_{on}}{2\cos\varphi + BR_{on}\sin\varphi}. \quad (3.28)$$

В результаті отримуємо вираз для фази:

$$tg\varphi = -\frac{2}{\pi + 2BR_{on}}. \quad (3.29)$$

Через те, що ВЧ дросель живлення вважається ідеальним, він пропускає лише постійний струм із джерела живлення. Тому, проінтегрувавши вираз для напруги на ключі за весь період сигналу ми повинні отримати значення напруги живлення V_{dd} .

$$V_{dd} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} v_{off}(\theta) d\theta + \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} v_{on}(\theta) d\theta. \quad (3.30)$$

Підставивши вирази (3.9) для $v_{off}(\theta)$, $v_{on}(\theta)$ та, приймаючи до уваги (3.20):

$$\begin{aligned} V_{dd} &= \frac{I}{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{\theta}{B} + \frac{g}{B} \cos(\theta + \varphi) - \frac{g}{B} \cos \varphi + R_{on} - gR_{on} \sin \varphi \right) d\theta + \\ &\quad + \frac{1}{2\pi} \int_\pi^{2\pi} (R_{on} - gR_{on} \sin(\theta + \varphi)) d\theta = \\ &= \frac{I}{2\pi B} \left(\frac{\pi^2}{2} - 2g \sin \varphi - g\pi \cos \varphi \right) + \frac{IR_{on}}{2} \left(2 - g \sin \varphi + \frac{2g}{\pi} \cos \varphi \right) = IR_{dc}. \end{aligned} \quad (3.31)$$

R_{dc} – еквівалентний опір підсилювача по постійному струму з боку джерела живлення.

З (3.27) та (3.29) можна виразити:

$$\cos \varphi = \frac{\pi + 2BR_{on}}{2g}. \quad (3.32)$$

Далі отримаємо вираз для R_{dc} :

$$\begin{aligned} R_{dc} &= \frac{1}{2\pi B} \left(\frac{\pi^2}{2} + 2 - \frac{\pi^2}{2} - \pi BR_{on} \right) + \\ &\quad + \frac{1}{2\pi B} (2\pi BR_{on} + \pi BR_{on} + \pi BR_{on} + 2B^2 R_{on}^2) = \\ &= \frac{1}{2\pi B} (2 + 3\pi BR_{on} + 2B^2 R_{on}^2). \end{aligned} \quad (3.33)$$

Далі отримаємо вираз для визначення кута ψ . Для цього прирівняємо між собою (3.21) та (3.27):

$$-\frac{1}{\sin \varphi} = \frac{\pi \sin \varphi_1 + 2 \cos \varphi_1}{2 \sin \varphi_1 \cos \varphi + \frac{\pi}{2} \cos \psi + 2R_{on}B \sin \varphi \sin \varphi_1 + \frac{\pi BR_{on}}{2} \sin \psi}.$$

Враховуючи, що $\varphi_1 = \varphi + \psi$, отримуємо:

$$\begin{aligned} &- \cos \psi \left(2 \sin 2\varphi + \sin^2 \varphi (\pi + 2BR_{on}) + \frac{\pi}{2} \right) = \\ &= \sin \psi \left(2 \cos 2\varphi + BR_{on} \sin 2\varphi + \frac{\pi}{2} \sin 2\varphi + \frac{\pi BR_{on}}{2} \right). \end{aligned}$$

Таким чином:

$$tg\psi = \frac{\frac{\pi}{2} \cos 2\varphi - 2 \sin 2\varphi - \pi - BR_{on} + BR_{on} \cos 2\varphi}{\frac{\pi}{2} \sin 2\varphi + 2 \cos 2\varphi + \frac{\pi BR_{on}}{2} + BR_{on} \sin 2\varphi}. \quad (3.34)$$

Далі знайдемо вирази для вихідної потужності та потужності втрат у даному підсилювачі з ненульовим опором транзистора у відкритому стані.

Вихідна потужність при синусоїдальній вихідній напрузі може бути знайдена як

$$P_{out} = \frac{c^2}{2R} = \frac{g^2 I^2 R}{2}. \quad (3.35)$$

Споживана потужність від джерела живлення:

$$P_{dc} = V_{dd} I. \quad (3.36)$$

Потужність втрат на опорі у відкритому стані:

$$P_{loss} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} \frac{v_{on}^2(\theta)}{R_{on}} d\theta. \quad (3.37)$$

Підставимо значення для напруги (3.9) та проінтегруємо:

$$P_{loss} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} \frac{(I R_{on} - \frac{c}{R} R_{on} \sin(\theta + \varphi))^2}{R_{on}} d\theta = \frac{I^2 R_{on}}{2\pi} \left(1 + 4g \cos \varphi + \frac{g^2 \pi}{2} \right).$$

Далі, враховуючи (3.27) та (3.32) маємо:

$$\begin{aligned} P_{loss} &= \frac{I^2 R_{on}}{2} \left(1 + \frac{2(\pi + 2BR_{on})}{\pi} + \frac{1}{2} + \frac{(\pi + 2BR_{on})^2}{8} \right) = \\ &= \frac{I^2 R_{on}}{2} \left(\frac{7}{4} + 4BR_{on} \left(\frac{1}{\pi} + \frac{\pi}{8} \right) + \frac{B^2 R_{on}^2}{2} + \frac{\pi^2}{8} \right). \end{aligned} \quad (3.38)$$

Враховуючи, що вихідна потужність дорівнює різниці споживаної потужності та потужності втрат $P_{out} = P_{dc} - P_{loss}$, вводячи безрозмірний коефіцієнт $k = \frac{P_{out} R_{on}}{V_{dd}^2}$ та, позначивши $y = BR_{on}$ [72] отримаємо рівняння:

$$\begin{aligned} \frac{k V_{dd}^2}{R_{on}} &= \frac{V_{cc}^2 2\pi B}{2+3\pi y+2y^2} - \frac{4\pi^2 B^2 V_{dd}^2 R_{on}}{(2+3\pi y+2y^2)^2} \left(\frac{7}{4} + \frac{\pi^2}{16} + \frac{\pi y}{4} + \frac{2y}{\pi} + \frac{y^2}{4} \right); \\ k &= \frac{2\pi y}{2+3\pi y+2y^2} - \frac{4\pi^2 y^2}{(2+3\pi y+2y^2)^2} \left(\frac{7}{4} + \frac{\pi^2}{16} + \frac{\pi y}{4} + \frac{2y}{\pi} + \frac{y^2}{4} \right); \end{aligned}$$

$$k(2+3\pi y+2y^2)^2 = 2\pi y(2+3\pi y+2y^2) - 4\pi^2 y^2 \left(\frac{7}{4} + \frac{\pi^2}{16} + \frac{\pi y}{4} + \frac{2y}{\pi} + \frac{y^2}{4} \right)$$

Після перетворень та виділення коефіцієнтів для множників з різними ступенями y , маємо рівняння 4 ступеню [72]:

$$\begin{aligned} &y^4 \left(k + \frac{\pi^2}{4} \right) + y^3 \left(3\pi k + \frac{\pi^3}{4} + \pi \right) + \\ &+ y^2 \left(2k + \frac{9\pi^2 k}{4} + \frac{\pi^2}{4} + \frac{\pi^4}{16} \right) + y(3\pi k - \pi) + k = 0. \end{aligned} \quad (3.39)$$

Отримане рівняння не має додатних коренів при $k > 0,100152$, таким чином, ця умова може слугувати критерієм роботи підсилювача з ненульовим опором транзистора у відкритому стані саме в класі Е [72].

Звідси можна отримати умову на мінімально необхідну напругу живлення підсилювача потужності класу Е для заздалегідь заданого транзистора з визначеним R_{on} для значення вихідної потужності P_{out} :

$$V_{dd\ min} > \sqrt{\frac{P_{out}R_{on}}{0,100152}}. \quad (3.40)$$

Після розв'язання рівняння (3.39), можна отримати значення параметра y , яке буде необхідним для роботи підсилювача з ненульовим опором транзистора у відкритому стані в режимі класу Е при заданій вихідній потужності, напрузі живлення та опорі R_{on} .

Знайдемо ККД підсилювача у вигляді відношення вихідної та споживаної потужності:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{dc}} = \frac{V_{cc}^2 k}{R_{on} V_{cc} I} = \frac{V_{cc} k}{2\pi y V_{cc}} (3\pi y + 2y^2 + 2) = \frac{k}{\pi y} \left(1 + \frac{3\pi y}{2} + y^2\right). \quad (3.41)$$

Далі отримаємо вирази для знаходження параметрів елементів вихідного кола. Опір навантаження знайдемо, виходячи з (3.35):

$$R = \frac{2P_{out}}{g^2 I^2}. \quad (3.42)$$

Параметр g може бути визначений через (3.27) та (3.29):

$$g = \sqrt{1 + \frac{(\pi + 2y)^2}{4}}. \quad (3.43)$$

Споживаний постійний струм:

$$I = \frac{2V_{cc}\pi B}{2 + 3\pi y + 2y^2}. \quad (3.44)$$

Послідовна реактивність X :

$$X = Rtg\psi. \quad (3.45)$$

Таким чином, визначено всі параметри елементів вихідного кола для підсилювача потужності класу Е з ненульовим опором активного елемента у відкритому стані. Форми напруги та струму на ключі можна визначити з (3.9), підставивши у вирази знайдені значення I та g .

Далі застосуємо ці теоретичні формули до розрахунку СВЧ підсилювача класу Е на SiC транзисторі CRF24010. На відміну від попередньо вищеприписаного широкосмугового підсилювача класу Е на діапазон частот 800–1070 МГц [69], проведемо розрахунок з урахуванням опору у відкритому стані на діапазон частот 500-600 МГц через те, що при зниженні робочої частоти паразитні параметри елементів експериментального макета будуть менше впливати на режим роботи підсилювача [73].

Для транзистора CRF24010 максимально допустима напруга стік-витік становить 120 В, вихідна ємність 1,22 пФ. Виходячи з цього, та з метою уникнення пробою транзистора при перевищенні допустимої напруги, яка може бути у 3,56 раз більше напруги живлення, використовуючи критерій (3.40) задаємо наступні параметри: вихідна потужність 5,85 Вт, напруга живлення 30 В, опір транзистора у відкритому стані 14 Ом. Тоді на частоті 500 МГц значення параметра y , визначене з рівняння (3.39), відповідає ємності, що дорівнює вихідній ємності транзистора. Розрахований імпеданс навантаження на частоті 500 МГц складає $Z_{500} = 42,6 + j48,6$ Ом, на частоті 600 МГц імпеданс навантаження складає $Z_{600} = 36,6 + j39,4$ Ом. Теоретично досяжний ККД для цих умов згідно (3.41) становить 67%.

Як було зазначено, вихідне узгоджувальне коло реалізовувало змінювання імпедансу в робочій смузі частот по петлі, а в діапазоні других та третіх гармонік – значення, набагато більше, ніж в робочій смузі. Дане узгоджувальне коло забезпечувало імпеданс на стоці транзистора з урахуванням паразитних елементів корпусу і кристалу на частотах 500 МГц і 600 МГц відповідно $Z_{500} = 44 + j54$ Ом і $Z_{600} = 36 + j47$ Ом.

Моделювання роботи підсилювача проводилося у програмному середовищі ADS із застосуванням нелінійної моделі транзистора Матерки-Каспрчака з параметрами транзистора CRF24010, описаними у [63]. У даній моделі використовується спрощений опис поведінки вхідної та прохідної, у загальному випадку нелінійних, ємностей як таких, що не залежать від прикладеної напруги стік-витік та затвор-витік. Це спрощення досить добре

описує поведінку транзистора для лінійних режимів [63]. Схема моделі транзистора показана на рис. 3.7.

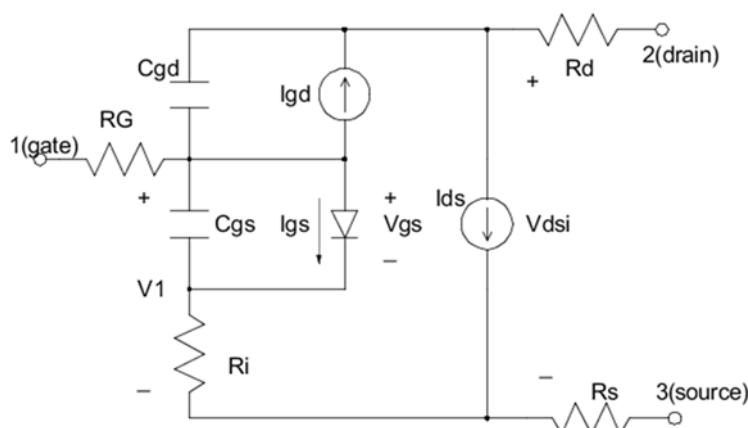


Рис. 3.7. Схема моделі транзистора CRF24010 Матерки-Каспрчака

Струм стоку транзистора у моделі Матерки-Каспрчака виражається формулою

$$I_d = I_{dss} \left(1 + SS \frac{V_{ds}}{I_{dss}} \right) \cdot \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_{th} + \gamma V_{ds}} \right)^{E + KE \cdot V_{gs}} th \left(\frac{SL \cdot V_{ds}}{I_{dss} (1 - KG \cdot V_{gs})} \right). \quad (3.46)$$

Тут V_{gs} и V_{ds} відповідно – напруги затвор-витік та стік-витік. Другий множник характеризує ступеневу залежність струму стоку від напруги затвор-витік. Третій множник – показує залежність струму від напруги стік-витік. При цьому, кожен з даних множників характеризується коефіцієнтом, що відображає залежність відповідно від напруг стік-витік і затвор-витік.

Значення коефіцієнтів моделі Матерки-Каспрчака для транзистора CRF24010 показані у табл. 3.1.

Таблиця 3.1

Параметри моделі транзистора [63]

$I_{dss} (A)$	$SS (Cм)$	γ	E	$KE \left(\frac{1}{B} \right)$	$SL (Cм)$	$KG \left(\frac{1}{B} \right)$	$V_{th} (B)$
1,55	0,007	-0,14	1	-0,0973	0,35	0,1	-13,2

Вихідне узгоджувальне коло складалося з комбінацій мікросмужкових ліній та шлейфів, як показано на рис. 3.8. В даній конфігурації шлейфи L2 та L3 забезпечували близьке до нескінченності значення вхідного імпедансу на третіх

гармоніках робочого діапазону частот, L5 та L6 – на других гармоніках, L7–L10 реалізовували петлевий хід залежності вхідного імпедансу у робочому діапазоні. Хід залежності вхідного імпедансу на стоці транзистора показано на рис. 3.9 [73].

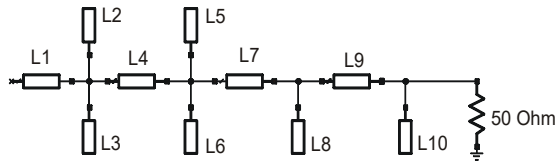


Рис. 3.8. Структура вихідного кола на мікросмужкових лініях

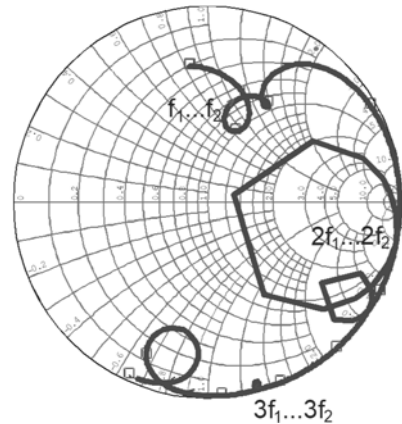


Рис. 3.9. Залежність вхідного імпедансу від частоти

Експериментальний макет підсилювача показано на рис. 3.10. Вхідне та вихідне кола були виконані на матеріалі ФЛАН з відносною діелектричною проникністю $\epsilon = 7,2$.

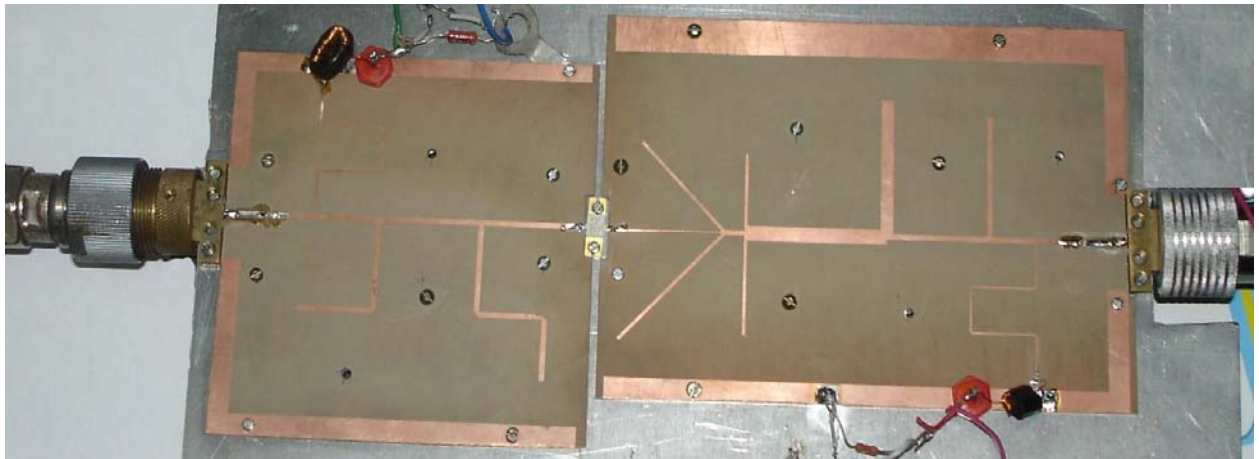


Рис. 3.10. Експериментальний макет підсилювача на транзисторі CRF24010 на діапазон частот 500 – 600 МГц

Модельовані та експериментально отримані залежності вихідної потужності та ККДдп від частоти показані на рис. 3.11, 3.12 [73]. Напруга живлення була знижена відносно розрахункової 30 В та складала 25 В, щоб уникнути можливого пошкодження транзистора.

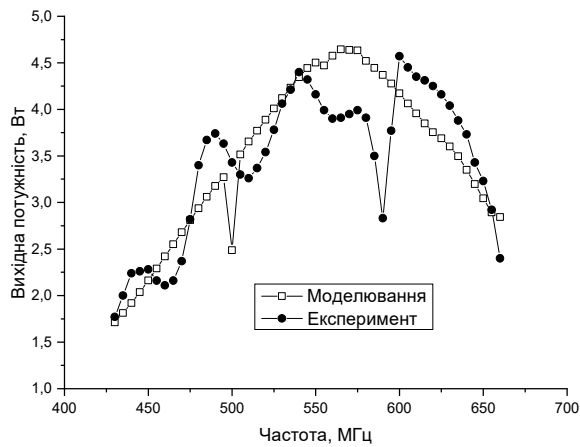


Рис. 3.11. Залежності вихідної потужності від частоти

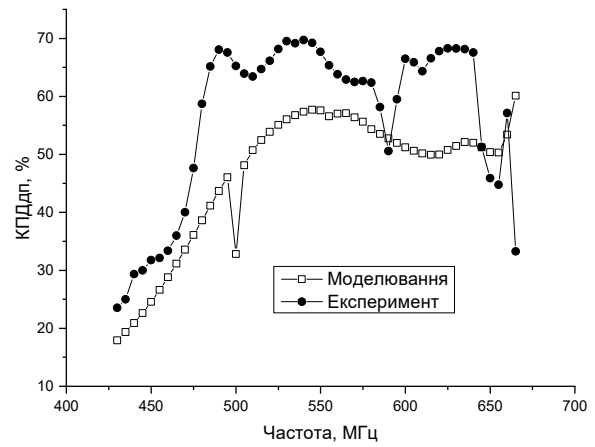


Рис. 3.12. Залежності ККДдп від частоти

Як видно, експериментально отримана вихідна потужність у полосі частот 520 – 620 МГц складає 4 Вт при ККДдп 65%. При чому, як видно з рис. 3.12, моделювання показало набагато менше значення ККДдп. Залежності вихідної потужності та ККДдп на частоті 520 МГц від напруги живлення показані на рис. 3.13 [73].

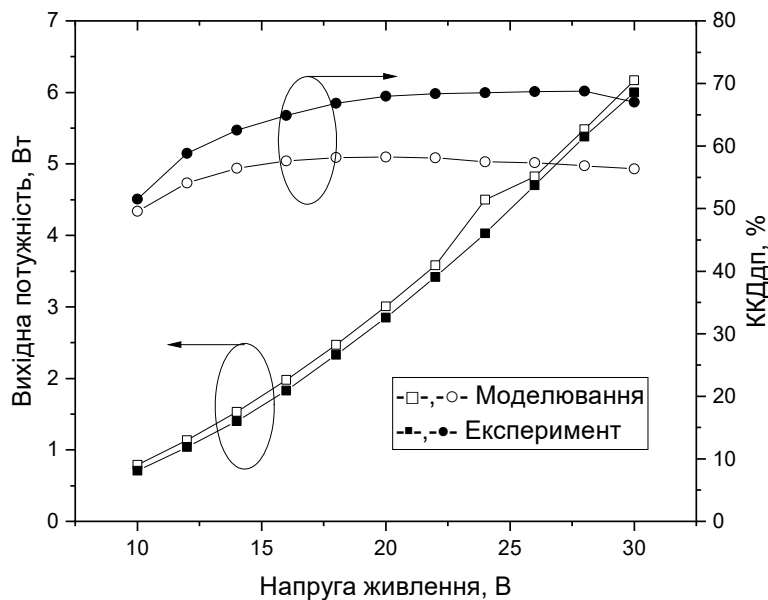


Рис. 3.13. Вихідна потужність та ККДдп від напруги живлення

Хід залежностей показує, що підсилювач працює у високоефективному ключовому класі. Але, доволі низьке значення ККД в моделюванні відносно експериментально отриманого може показувати, що для SiC транзистора

CRF24010 застосування моделі Матерки-Каспрчака не підходить для моделювання роботи ключових режимів. До того ж, розглянемо результати порівняння моделювання форм напруги та струму стоку у даній схеми підсилювача при використанні моделі ключа з опором 14,7 Ом та моделі транзистора [63]. Форми напруги та струму при моделюванні з ключем показані на рис. 3.14, а при моделюванні з моделлю транзистора з [63] – на рис. 3.15.

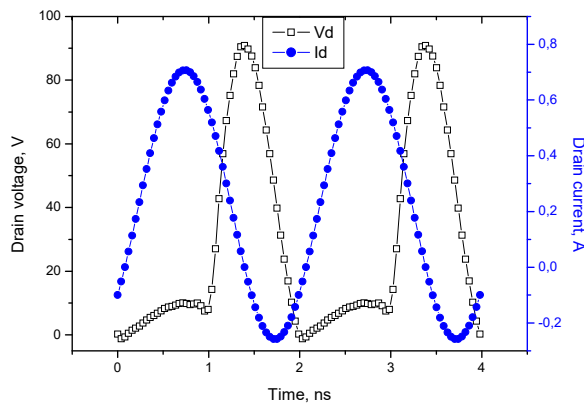


Рис. 3.14. Форми напруги та струму в схемі з ключем

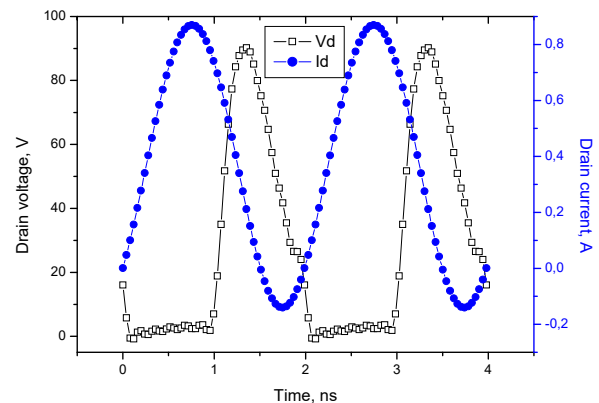


Рис. 3.15. Форми напруги та струму в схемі з моделлю транзистора

Протягом періоду, коли ключ проводить струм, амплітуда напруги на ньому лінійно пропорційна опору у відкритому стані, як видно з (3.9). Таким чином, при моделюванні з ідеальним ключем напруга на ключі досягає 10 В, а при моделюванні з моделлю транзистора з [63] вона менше 2 В. Тобто, модель [63] описує транзистор із меншим опором у відкритому стані, ніж 14,7 Ом. І хоча це мало б збільшити ККД в схемі підсилювача потужності класу Е, проте в моделюванні цього не спостерігається, а навпаки, є зниження ККД. Це може бути викликано зростанням значення споживаного струму від джерела живлення. Таким чином, можна зробити висновок, що значення параметрів моделі [63], які визначають характеристики ВАХ транзистора, некоректно описують поведінку транзистора в нелінійному режимі класу Е.

У [71] досліджені різні підходи до визначення найбільш відповідної моделі даного транзистора і знайдені значення параметрів цих моделей. Визначено, що найбільш точно описує поведінку вольт-амперної характеристики даного

транзистора в нелінійному режимі модель Ангелова [74]. Застосуємо цю модель для моделювання підсилювача.

Загальна схема нелінійної моделі транзистора без паразитних елементів корпусу представлена на рис. 3.16.

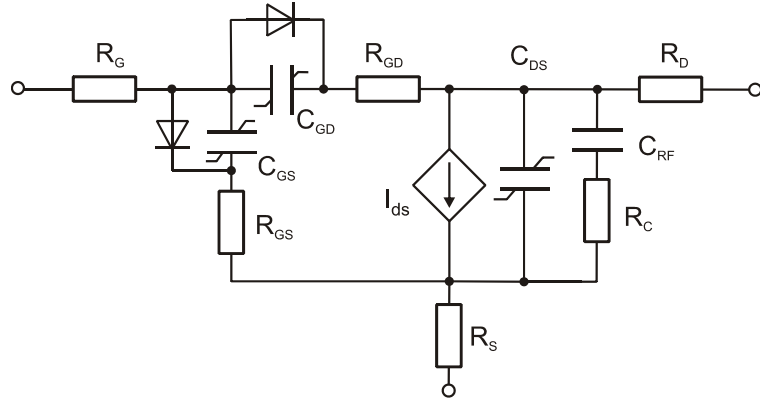


Рис. 3.16. Загальна схема нелінійної моделі транзистора

Струм стоку транзистора у моделі Ангелова представляється у вигляді

$$I_d = I_{pk}(1 + \lambda V_{ds}) \cdot (1 + th\psi)th(\alpha V_{ds}), \quad (3.47)$$

де

$$\psi = P_1(V_{gs} - V_{pk}) + P_2(V_{gs} - V_{pk})^2 + P_3(V_{gs} - V_{pk})^3;$$

$$P_1 = P_{sat} \left(1 + \frac{B_1}{ch^2(B_2 V_{ds})} \right);$$

$$\alpha = \alpha_r + \alpha_1(\alpha_2 + th\psi);$$

$$V_{pk} = V_{pk0} + (V_{pks} - V_{pk0})th(\alpha V_{ds}).$$

Таким чином, в моделі Ангелова замість ступеневої залежності від напруги затвор-витік, використовується залежність у вигляді гіперболічного тангенса від многочлена третього ступеня. Причому, залежність від напруги стік-витік в даному множнику введена за допомогою залежності гіперболічного косинуса. Також, замість параметра V_{th} , що характеризує граничну напругу в моделі Матерки-Каспрчака (3.46) в моделі Ангелова напругу V_{pk} представлено у вигляді залежності від двох параметрів – напруги затвора для максимуму перехідної провідності в лінійному режимі і в насиченні [74]. Значення параметрів моделі наведені нижче у табл. 3.2 [75].

$I_{pk} = 0,599$	$P_{sat} = 0,251$	$P_3 = 0,0046$
$\alpha_r = 0,109$	$B_1 = 0,246$	$\lambda = 0,0046$
$\alpha_1 = 0,0014$	$B_2 = 0,167$	$V_{pk0} = -6,98$
$\alpha_2 = 4,11$	$P_2 = 0,0165$	$V_{pks} = -6,9$

Тобто, можна зробити висновок, що модель Ангелова більш точно описує поведінку ВАХ транзистора, завдяки ускладненій залежності від напруги затвор-витік, яка в більшій мірі визначає струм через транзистор в підсилювачі класу Е. Таким чином, застосування для опису залежності струму стоку від напруги не ступеневої функції від лінійного аргументу, як в моделі Матерки-Каспрчака, а залежності гіперболічного тангенса від многочлена в моделі Ангелова хоча і ускладнює опис поведінки транзистора, але робить більш точною відповідність моделі реальному транзистору, який працює в ключовому режимі класу Е.

Результати моделювання схеми підсилювача класу Е при напрузі живлення 30 В та вихідній потужності 5,85 Вт з ключем з опором у відкритому стані 14,7 Ом та з моделлю Ангелова [75] показані на рис. 3.17 та 3.18 відповідно.

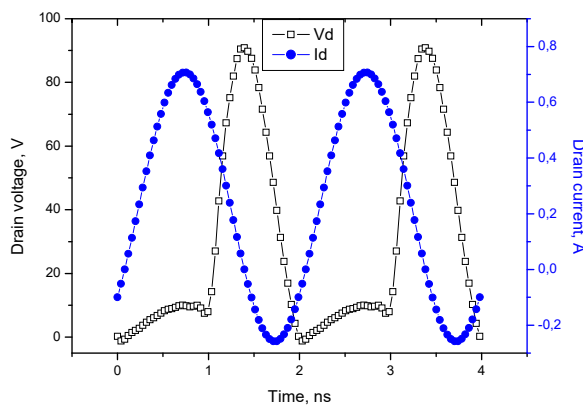


Рис. 3.17. Форми напруги та струму в схемі з ключем

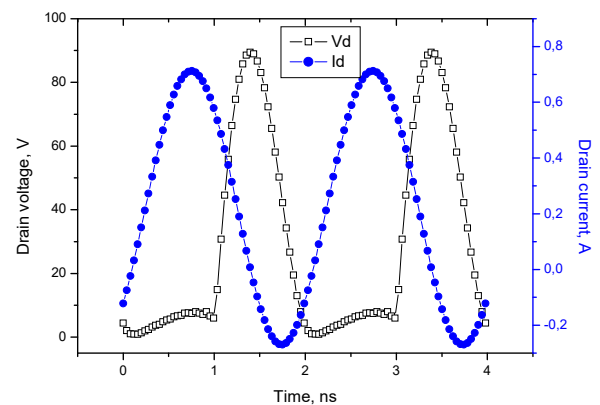


Рис. 3.18. Форми напруги та струму в схемі з моделлю транзистора [75].

Видно, що форми напруги просягом періоду часу провідності ключа практично співпадають, тому дана модель повинна застосовуватись при моделюванні роботи ключових підсилювачів на транзисторі CRF24010.

3.2. Удосконалення методу розрахунку підсилювача класу Е за наявності додаткових паразитних опорів у відкритому стані транзистора

При аналізі роботи підсилювача класу Е з ненульовим опором транзистора у відкритому стані [72] приймався до уваги лише опір каналу транзистора, хоча ще існують постійні паразитні опори внутрішніх провідників стоку та витoku R_d та R_s відповідно, які показані на рис. 3.19. Значення цих опорів може бути доволі високим і за [62] становить $R_d = 1,6$ Ом та $R_s = 1$ Ом. При врахуванні роботи підсилювача на ВЧ, ці опори можуть бути включені у опір навантаження підсилювача, але при розгляді споживання постійного струму, він протікає через послідовно включені дані опори $R_p = R_d + R_s$ і це може змінити режим роботи підсилювача внаслідок того, що споживана потужність та втрати зміняться [76, 77]. Опір по постійному струму також зміниться, та буде дорівнювати

$$R'_{dc} = R_{dc} + R_p. \quad (3.48)$$

На рис. 3.19 показана еквівалентна схема підсилювача класу Е з паразитними опорами стоку та витoku транзистора.

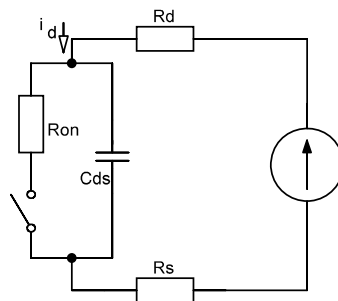


Рис. 3.19. Еквівалентна схема транзистора з паразитними опорами у складі підсилювача класу Е

У припущенні ідеального послідовного контуру L_0C_0 та в такому разі, ідеального генератора струму, параметри підсилювача g та φ не зміняться. Виходячи з вищезазначених припущень та з (3.1) та (3.20), струм, що протікає через ключ, можна записати як

$$i_d = I(1 - g \sin(\theta + \varphi)) \quad (3.49)$$

У разі наявності опору R_p , вираз для напруги може бути записаний як

$$\begin{aligned}
v_{off}(\theta) &= \frac{I}{B}(\theta + g \cos(\theta + \varphi) - \cos \varphi) + \\
&+ IR_{on}(1 - g \sin \varphi) + IR_p(1 - g \sin(\theta + \varphi)) \\
v_{on}(\theta) &= I(R_{on} + R_p) - (1 - g \sin(\theta + \varphi)). \quad (3.50)
\end{aligned}$$

Далі прирівняємо нулю вираз для косинусної складової першої гармоніки напруги відносно змінної $(\theta + \varphi + \psi)$ у точці між ідеальним контуром L_0C_0 та реактивністю jX , яка записана у (3.2) та (3.3) для випадку відсутності додаткових опорів, та отримаємо нове значення параметру g та, використовуючи перетворення до (3.33), отримуємо нове значення ψ :

$$tg\psi = \frac{\frac{\pi}{2} \cos 2\varphi - 2 \sin 2\varphi - \pi - BR_{on} + BR_{on} \cos 2\varphi}{\frac{\pi}{2} \sin 2\varphi + 2 \cos 2\varphi + \frac{\pi BR_{on}}{2} + BR_{on} \sin 2\varphi + \pi BR_p}. \quad (3.51)$$

Далі, проводячи розрахунки для даного нового виразу, отримуємо нову форму рівняння (3.39), яке враховує додатковий опір R_p [76]. Для оцінки внеску даного опору у параметри підсилювача, введемо коефіцієнт $\sigma = \frac{R_p}{R_{on}}$

$$\begin{aligned}
&y^4(4k + \pi^2 + 2\pi^2\sigma) + y^3(4\pi + 12\pi k + \pi^3 + 2\pi^3\sigma + 8\pi k\sigma) + \\
&+ y^2\left(8k + 9\pi^2 k + \pi^2 + \frac{\pi^4}{4} + 2\pi^2\sigma + \frac{\pi^4}{2}\sigma + 4\pi^2 k\sigma^2 + 12\pi^2 k\sigma\right) + \\
&+ y(12\pi k - 4\pi + 8\pi k\sigma) + 4k = 0. \quad (3.52)
\end{aligned}$$

Дане рівняння може мати два додатні корені, однак для більшого значення y , ККД та вихідна потужність мають доволі низькі значення.

Таким чином, можна отримати нову умову на мінімально допустиме значення напруги живлення підсилювача класу Е для заданого транзистора зі своїми значеннями паразитних опорів та заданої вихідної потужності:

$$V_{dd \min} > \sqrt{\frac{P_{out} R_{on}}{k_{max}}}. \quad (3.53)$$

В даній умові значення k_{max} являє собою максимальне значення параметра k у рівнянні (3.52), при якому дане рівняння має розв'язок для наперед заданих параметрів транзистора та параметрів підсилювача. У табл. 3.3 наведені розраховані значення даного параметра для різних значень коефіцієнта σ [76].

Видно, що при $\sigma = 0$, значення k_{\max} дорівнює 0,100152, що співпадає зі значенням для рівняння (3.39).

Таблиця 3.3

Значення параметру k_{\max} в залежності від відношення паразитних опорів

σ	0	0,1	0,2	0,3	0,4
k_{\max}	0,100152	0,09036	0,08225	0,0754	0,0697

Отримаємо новий вираз для ККД, як було показано у (3.41)

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{dc}} = \frac{k}{\pi y} \left(1 + \frac{3\pi y}{2} + y^2 + \pi y \sigma \right). \quad (3.54)$$

Параметри елементів схеми підсилювача можна знайти за наведеною вище процедурою з новими значеннями для y та k :

$$R = \frac{2P_{out}}{g^2 I^2}. \quad (3.55)$$

Струм:

$$I = \frac{2V_{cc}\pi B}{2+3\pi y+2y^2+\pi y\sigma}. \quad (3.56)$$

Послідовна реактивність X :

$$X = Rtg\psi. \quad (3.57)$$

Таким чином, можна визначити всі параметри вихідного кола підсилювача класу Е з втратами на опорі у відкритому стані та на додаткових опорах стоку та витоку.

При створенні НВЧ підсилювачів з вихідним колом на мікросмужкових лініях ємність C є фіксованою і являє собою вихідну ємність транзистора, а необхідний імпеданс дорівнює $Z_L = R(1 + jtg\psi)$. Тому, виходячи з неможливості змінювати вихідну ємність транзистора, для отримання максимально можливого ККД в даному випадку треба змінювати параметр k , через зміну вихідної потужності та напруги живлення. Напряга живлення, у свою чергу, обмежена максимально допустимою напругою транзистора (для НВЧ підсилювача класу Е з урахуванням нелінійності вихідної ємності, приблизно в 4 рази менше пробивної напруги [5]). Таким чином, треба зменшувати вихідну потужність. Далі з рівняння (3.52) знаходиться параметр k та перевіряється

виконання умови (3.53), а потім, використовуючи знайдені k та y , розраховуються параметри вихідного кола.

Для перевірки порівняємо характеристики двох підсилювачів класу Е на транзисторі CRF24010 з напругою живлення 30 В на частоту 520 МГц. Перший варіант розраховано за стандартним розрахунком [72], вважаючи, що всі паразитні опори зосереджені в одному R_{on} . Другий варіант підсилювача розраховувався з урахуванням ненульового значення коефіцієнта $\sigma = \frac{R_p}{R_{on}}$ та опір у відкритому стані складався з двох складових.

Результати моделювання характеристик підсилювача в залежності від значення повного опору у відкритому стані при його зміні від 14,7 Ом до 3,3 Ом наведено у табл. 3.4 [76].

Таблиця 3.4

Параметри підсилювача для різних процедур розрахунку

Розрахунок за [72]						Розрахунок за уточненою процедурою						
R_{on}	Теорія			Моделювання		R_{on}	R_p	Теорія			Моделювання	
	P_{out}	ККД	Z_L	P_{out}	ККД			P_{out}	ККД	Z_L	P_{out}	ККД
14,7	5,75	65,3	$36,5 + j54,5$	5,83	65,2	12,1	2,6	5,68	63,6	$35,4 + j54$	5,79	63,6
11,7	6,56	71	$38,4 + j54,1$	6,65	71,1	9,1	2,6	6,51	69,6	$37,4 + j53,7$	6,62	69,6
8,7	7,51	77,6	$40,4 + j53,8$	7,56	77,5	6,1	2,6	7,49	76,3	$39,4 + j53,6$	7,56	76,1
4,7	9	87	$42,9 + j53,4$	9,11	86,9	2,1	2,6	9,02	85,8	$42,1 + j53,2$	9	85,7
3,3	9,63	90,8	$43,9 + j53,4$	9,95	90,4	0,7	2,6	9,65	89,5	$43 + j53,2$	9,74	89,1

З табл. 3.4 видно, що при розрахунку за уточненою процедурою значення потужності та ККД менше, ніж при стандартному розрахунку за методикою [72]. Відмінності у значеннях вихідної потужності та ККД невеликі тому, що значення навантажувального опору набагато більше, ніж значення паразитних опорів стоку та витоків. Але зміни граничних значень параметра k , які наведені у табл. 3.3, а також навантажувального опору й фазового кута, показують, що необхідно використовувати уточнену процедуру розрахунку підсилювача класу Е для оцінки параметрів підсилювача з втратами на транзисторі CRF24010. На рис. 3.20 побудовано залежність відношення значення ємності C для випадку підсилювача з додатковим відокремленим значенням опорів та без нього в залежності від параметру k для різних значень відношення опорів σ [76].

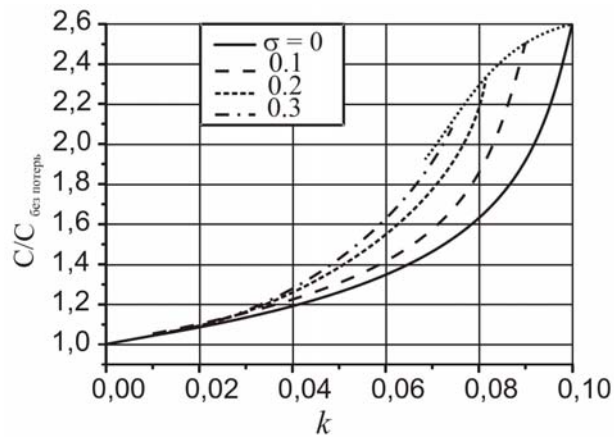


Рис. 3.20. Залежність паралельної ємності від k для декількох значень параметра σ

Видно, що хід залежності відношення ємностей суттєво відрізняється від випадку без окремого врахування додаткових опорів [76].

Результати дослідження роботи підсилювача на частоту 520 МГц показані на рис. 3.21. Тут наведені залежності вихідної потужності та ККД по доданій потужності (ККДп) на робочій частоті від напруги живлення. Моделювання поводитись із моделлю ключа з опором у відкритому стані 11,9 Ом та з моделями [63] та [75].

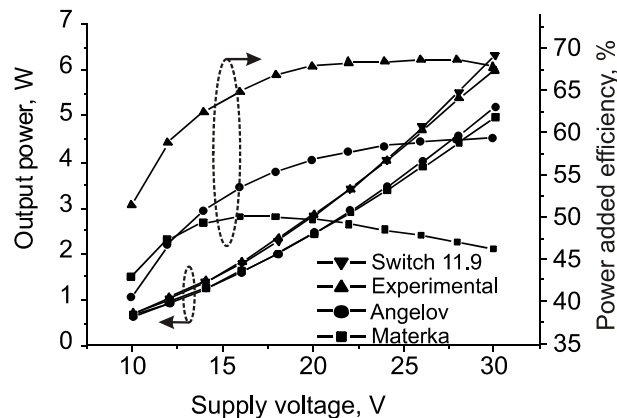


Рис. 3.21. Залежності вихідної потужності та ККДп для різних моделей транзистора та експериментально отримані

Значення ККДп при моделюванні з ключем з опором у відкритому стані 11,9 Ом становило 68 %, що близько до експериментально отриманого значення та не змінювався від значення напруги живлення і не показане на рис. 3.21.

Таким чином, також видно, що модель Ангелова більш точно описує роботу транзистора CRF24010 в ключовому режимі підсилювача класу Е.

3.3 Дослідження особливостей використання GaN транзисторів у підсилювачі класу Е

Ще одним розповсюдженим типом транзисторів на широкозонних напівпровідниках є GaN транзистори. Переваги технології GaN – це низька власна ємність у розрахунку на ват потужності, висока щільність потужності, низький опір у відкритому стані, висока напруга пробою. Таким чином, GaN-транзистори є кращим вибором для нелінійних імпульсних підсилювачів потужності, таких як клас Е. Звісно, існує низка особливостей роботи даних транзисторів, а саме зміна параметрів транзистора у процесі роботи, постійний струм затвору, недостатній контроль якого може призвести до виходу транзистора з ладу.

Не зважаючи на зазначені недоліки, існує багато прикладів використання GaN транзисторів в нелінійних ключових підсилювачах потужності. Наприклад, підсилювач класу Е на частоту 13,56 МГц з використанням високовольтного GaN HEMT експериментально показав вихідну потужність 13,4 Вт з ККД 91% [78]. В роботі [79] GaN підсилювач класу Е показав вихідну потужність 13,5 Вт з ККД по доданій потужності 74,2%. У даному підрозділі реалізовано широкосмуговий підсилювач класу Е з використанням GaN MESFET NPTB00025 [80].

При розробці та моделюванні підсилювача використовувалась нелінійна модель Ангелова [74, 80], яка за інформацією виробника доволі точно описує поведінку даного транзистора. Схема моделі показана на рис. 3.22.

Параметри моделі було отримано шляхом оптимізації і порівняння характеристик для даного транзистора в програмах ADS та AWR Design Environment і показані в табл. 3.5.

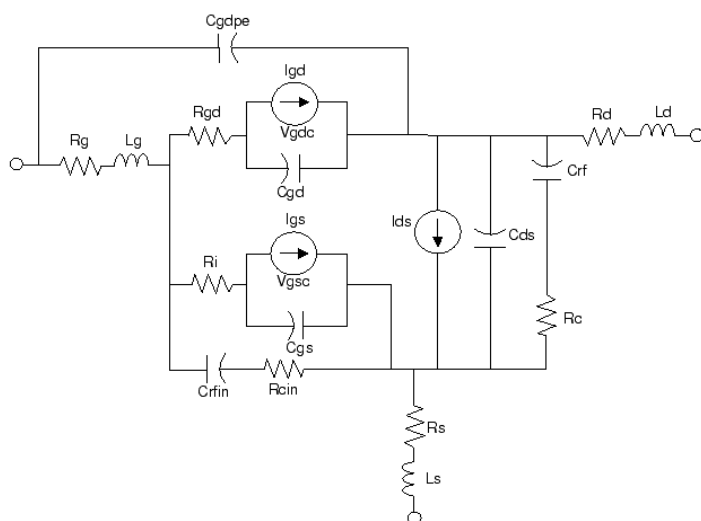


Рис. 3.22. Схема моделі транзистора NPTV00025

Таблиця 3.5

Параметри моделі Ангелова транзистора NPTV00025

$I_{ds\text{mod}} = 1$	$I_g\text{mod} = 1$	$Cap\text{mod} = 2$
$I_{pk} = 3,6$	$P20 = 0,29$	$C_{rfin} = 3,6E-12$
$\alpha_r = 1E-25$	$P21 = 0,025$	$R_{th} = 3,75$
$\alpha_s = 0,25$	$P30 = 0,339$	$C_{th} = 0,08$
$P_1 = 0,25$	$P31 = 0,002$	$T_{cipk0} = -0,002$
$P_2 = -0,06$	$P40 = 0,035$	$T_{cpl} = 0,003$
$P_3 = 0,08$	$P41 = 0,091$	$T_{ccgs0} = -0,001$
$B_1 = 0,97$	$P111 = 0,003$	$T_{ccgd} = -6E-4$
$B_2 = 0,0001$	$I_j = 2E-6$	$T_{cls0} = -6E-4$
$\lambda = 0,0005$	$P_g = 22$	$T_{crc} = -0,001$
$\lambda_1 = 1,5E-13$	$N_e = 1,464$	$T_{ccrf} = -0,004$
$L_{vg} = 1,7E-9$	$V_{jg} = 0,8$	$T_{nom} = 125$
$L_{sb0} = 0,013$	$R_g = 0,0021$	$S_{elt} = 1$
$dV_{pks} = 0,03$	$R_d = 0,1875$	$Noi\text{mod} = 0$
$V_{pks} = 0,5$	$R_s = 0,125$	$NoiseR = 0,5$
$V_{tr} = 142$	$R_i = 0,2$	$NoiseP = 1$
$V_{sb2} = 2,4E-9$	$R_{gd} = 39,5$	$NoiseC = 0,9$
$C_{ds} = 3,56E-12$	$L_g = 1,3E-12$	$F_{nc} = 0$
$C_{gs\pi} = 7E-14$	$L_d = 1,5E-11$	$K_f = A_f = 0$
$C_{gs0} = 3,92E-12$	$L_s = 1,6E-13$	$F_{fe} = 1$
$C_{gd\pi} = 8E-14$	$\tau = 5E-12$	$T_g = T_d = 90$
$C_{gd0} = 3,2E-13$	$C_{gdpe} = 2,8E-13$	$C_{rf} = 5,6E-13$
$R_{cmin} = 3,8E-14$	$Td1 = 0,1$	$Klf = Fgr = 0$
$P10 = 5,46$	$R_c = 33,125$	$N_p = 1$
$P11 = 3,56$	$R_{cin} = 5$	$L_w = 1E-10$

Модель транзистора з параметрами паразитних елементів корпусу показана на рис. 3.23 [80]. Як можна зазначити, послідовна паразитна ланка SRC з параметрами 112,5 Ом та 100 пФ доволі сильно обмежує максимально досяжний імпеданс на стоку транзистора на рівні 112,5 Ом на НВЧ. Як відомо, у класі Е на НВЧ імпеданс на гармоніках повинен бути близьким до нескінченності, відповідно, при наявності даної паразитної ланки в класі Е вихідна потужність та ККД підсилювача будуть сильно знижені.

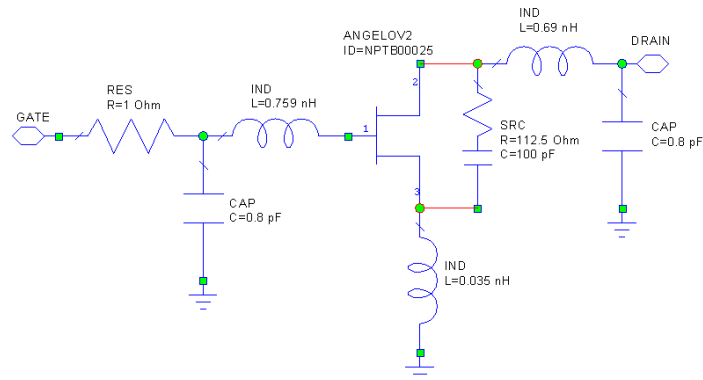


Рис. 3.23. Транзистор NPTB00025 зі значеннями зовнішніх паразитних елементів

Для перевірки наявності чи відсутності даної ланки було проведено дослідження одночастотного підсилювача класу Е на частоту 500 МГц з вихідним колом у вигляді мікросмужкових ліній [81]. Для напруги живлення 12 В та вихідної потужності 18 Вт необхідний імпеданс на стоку дорівнює $Z = 15,6 + j18$. Фотографія макету підсилювача показана на рис. 3.24 [82].

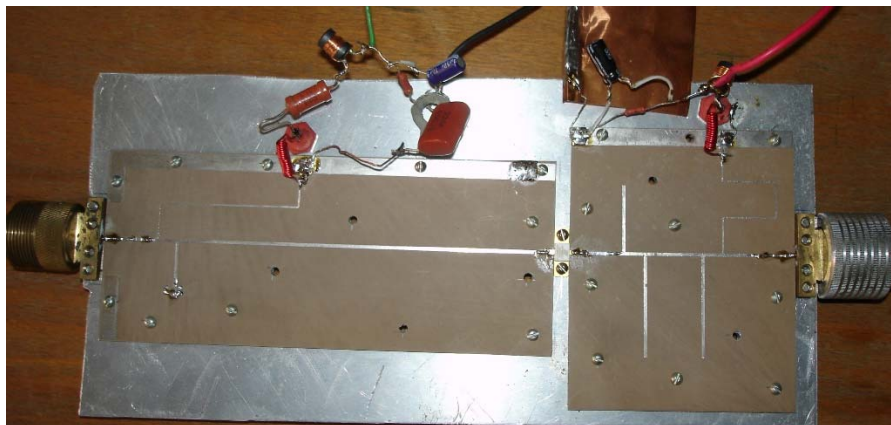


Рис. 3.24. Одночастотний підсилювач класу Е на транзисторі NPTB00025

Моделювані для випадку відсутності та наявності паразитної ланки SRC та експериментально отримані залежності вихідної потужності та ККД по доданий потужності (ККДп) показані на рис. 3.25, 3.26 [82].

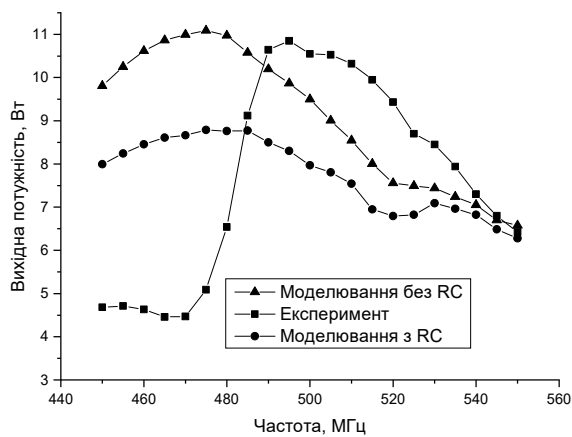


Рис.3.25. Залежності вихідної потужності від частоти

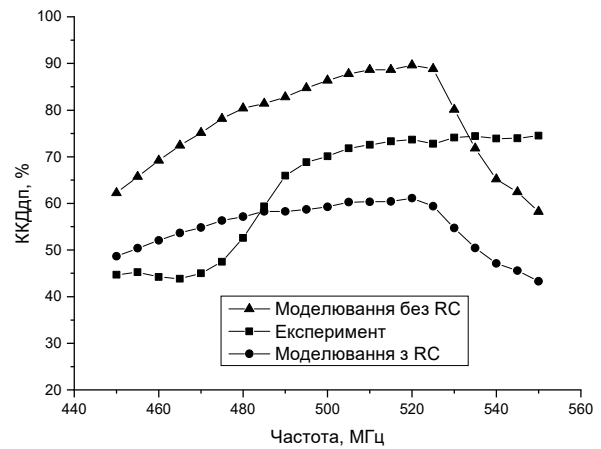


Рис. 3.26. Залежності ККДп від частоти

Як видно, експериментально отримане значення ККДп досягає 72%. Моделювання підсилювача для випадку наявності паразитної RC-ланки показало тільки 55% ККДп. Експериментально отримана вихідна потужність також більше, ніж у разі моделювання з присутністю RC-ланки, і становить 10,5 Вт замість 8 Вт, прогнозованих моделюванням.

Таким чином, виходячи з даних результатів, можна припустити, що впливом RC-ланки в моделі транзистора NPTB00025 з даними значеннями параметрів можна знехтувати при проектуванні НВЧ підсилювачів потужності класу Е. При розрахунку широкосмугового підсилювача класу Е на GaN транзисторі NPTB00025 на діапазон робочих частот 500–600 МГц бралися до уваги вищезазначені умови для значень вхідного імпедансу вихідного кола на мікросмужкових лініях (рис. 3.1). Розрахункова напруга живлення складала 20 В, вихідна потужність 15,6 – 18 Вт. Необхідні імпеданси на межах робочого діапазону складали $Z_{500} = 14,8 + j17,1$ Ом та $Z_{600} = 12,4 + j14,3$ Ом відповідно на частотах 500 та 600 МГц.

Експериментальний макет широкопasmового підсилювача класу Е на транзисторі NPTB00025 показано нижче на рис. 3.27. Схема узгодження входів була розроблена з урахуванням вимог мінімального відбивання вхідних сигналів.

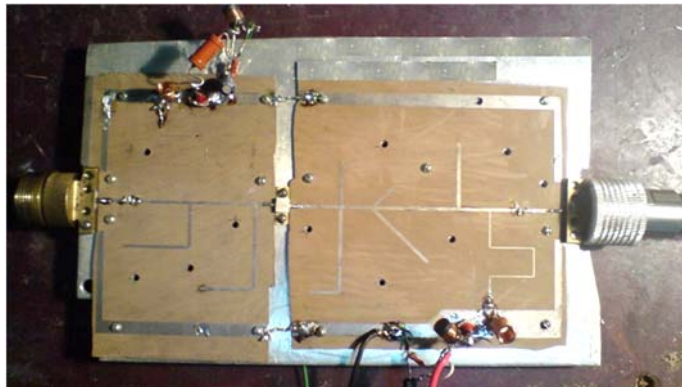


Рис. 3.27. Широкопasmовий підсилювач класу Е на транзисторі NPTB00025 на діапазон частот 500 – 600 МГц

Моделювані та експериментально отримані залежності вихідної потужності та ККДдп для широкопasmового підсилювача на транзисторі NPTB00025 показані на рис. 3.28, 3.29 [82]. В експерименті напруга живлення була знижена та складала 18 В. Як видно, експериментально отримана вихідна потужність складає близько 9,2 Вт і нижче, ніж при моделюванні, навіть при використанні послідовної паразитної ланки. Значення ККДдп становить 65% в діапазоні 500-600 МГц, що менше, ніж у моделювання без паразитної ланки на 13%.

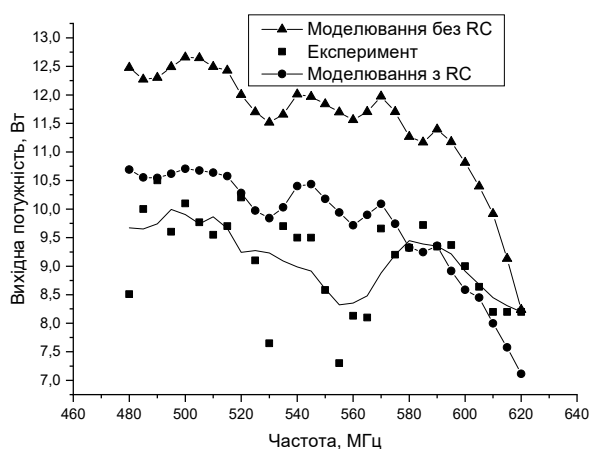


Рис. 3.28. Залежності вихідної потужності від частоти

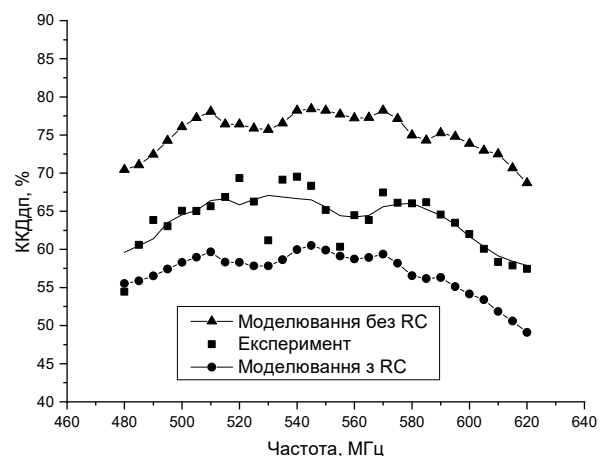


Рис. 3.29. Залежності ККДдп від частоти

Отже, є згода між результатами моделювання й експерименту. Але невідповідності, особливо в залежностях вихідної потужності, можна пояснити впливом паразитних значень послідовної RC-ланки. Можна припустити, що значення опору цієї ланки може бути більшим за 112,5 Ом, а на вищих гармоніках цей опір можна вважати нескінченним у порівнянні з повним опором вихідного кола в робочому діапазоні частот.

3.4. Висновки до розділу 3

1. Отримано енергетичні параметри та аналітичні вирази для розрахунку параметрів елементів схеми та значення навантажувального імпедансу транзистора НВЧ підсилювача класу Е на SiC транзисторі CRF24010 з урахуванням розподіленого опору транзистора в відкритому стані. Показано, що аналітичний розрахунок з окремим урахуванням втрат в транзисторі демонструє добре узгодження з експериментальними результатами. За результатами аналізу отримано нові уточнені умови на можливості реалізації підсилювача класу Е при наявності втрат в транзисторі.

2. Проведено моделювання та експериментальні дослідження широкосмугових підсилювачів класу Е на діапазон частот 800 – 1070 МГц та 500 – 600 МГц. Показано, що для точного опису поведінки SiC транзистора CRF24010 при роботі у ключовому режимі класу Е необхідно використовувати нелінійну модель транзистора Ангелова замість моделі Матерки-Каспрчака, яка більш спрощено описує роботу транзистора.

3. Розроблено та досліджено широкосмуговий підсилювач класу Е на GaN транзисторі NPTB00025 на діапазон частот 500 – 600 МГц. Отримано більше значення ККД, ніж у порівнянні з підсилювачем на SiC транзисторі CRF24010 завдяки значно меншому значенню опору у відкритому стані (близько 0,5 Ом для NPTB00025), але даний транзистор потребує контролю за протіканням струму затвору. Визначено, що присутня в моделі транзистора паразитна вихідна RC-ланка із зазначеними в моделі параметрами, паралельна вихідній ємності

транзистора, може бути виключена при розрахунку НВЧ підсилювача класу Е на GaN транзисторі NPTB00025.

Результати досліджень даного розділу наведено у таких публікаціях:

1. Крыжановский В. Г. Построение СВЧ усилителя класса Е на SiC транзисторе с большим сопротивлением в открытом состоянии / В. Г. Крыжановский, Д. Г. Макаров, А. А. Кищинский // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2010. – 53, №6. – С. 13-21.
2. Denis G. Makarov. SiC MESFET microwave power amplifier / D. G. Makarov, V. A. Printsovskii, V. G. Krizhanovski, A. A. Kistchinsky // MIKON-2008. XVII International Conference of Microwaves, Radar and Wireless Communication. Poland, Wroclaw, May 19-21, 2008, Conference Proceedings, vol. 3. –P.591-593
3. Макаров Д. Г. Широкополосный усилитель класса Е на основе SiC транзистора / Д. Г. Макаров, В. Г. Крыжановский, В. А. Принцовский // VIII Харківська конференція молодих науковців «Радіофізика та електроніка, біофізика» 25-27.11.2008р.–ІРЕ, Харків–С.83
4. Макаров Д. Г. Усилители мощности на широкозонных ПТШ / Д. Г. Макаров, В. Г. Крыжановский, А. А. Кищинский // В кн. «19-я международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" Севастополь, 14-18 сентября 2009 г.: Материалы конференции».– Севастополь: "Вебер", 2009.– Т.1.–С.61-62
5. Denis G. Makarov. GaN class E wideband microwave power amplifier / D. G. Makarov, V. G. Krizhanovski, A. A. Kistchinsky // MIKON-2010. XVIII International Conference of Microwaves, Radar and Wireless Communication. Vilnius, LITHUANIA, June 14-16, 2010, Conference Proceedings, C1-5.
6. Макаров Д. Г. Интермодуляционные искажения в усилителях класса Е на основе GaAs и SiC транзисторов / Д. Г. Макаров, В. Г. Крыжановский, А. А. Кищинский // Материалы 21-й междунар. Крымской конф. (Кымико-

- 2011) «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». - Севастополь: Вебер. - 2011. -Т. 1. - С. 143-144.
7. Прилипская А. С. Усилитель Догерти с использованием GaN транзисторов NPTB00025 / А. С. Прилипская, **Д. Г. Макаров**, В. Г. Крыжановский // В кн. «22-я международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" Севастополь, 10-14 сентября 2012 г.: Материалы конференции». – Севастополь: "Вебер", 2012.– Т.1.–С.80-81.

РОЗДІЛ 4.

ДОСЛІДЖЕННЯ РОБОТИ МОДЕРНІЗОВАНИХ СХЕМ ПІДСИЛЮВАЧА КЛАСУ Е З ПАРАЛЕЛЬНИМ ВИХІДНИМ КОНТУРОМ

В якості альтернативи класу Е з шунтуючою ємністю і послідовним контуром можна використовувати клас Е з шунтуючою ємністю і паралельним вихідним контуром, що призводить до нової конфігурації вихідного кола [12]. Така конфігурація може забезпечити не тільки умови перемикання класу Е, але також можливість отримати високу ефективність у розширеному діапазоні частот. У цьому випадку, у порівнянні з класом Е з шунтуючою ємністю і послідовним контуром, де поведінка схеми описується диференціальним рівнянням першого порядку, загальний розв'язок отримується з диференціального рівняння другого порядку, аналогічно класу Е з кінцевою індуктивністю ВЧ-дроселя живлення постійного струму [83]. Подальше розширення розрахунку підсилювача класу Е з шунтуючою ємністю і паралельним вихідним контуром, що буде забезпечувати єдиний розв'язок для параметрів вихідного кола, вимагає включення послідовного реактивного опору між паралельним вихідним контуром і навантаженням, що забезпечить нескінченну кількість розв'язків в залежності від знаку та значення цього реактивного опору.

4.1. Розрахунок підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром та ненульовою реактивністю

Параметри підсилювача потужності класу Е з шунтуючою ємністю, послідовним реактивним опором і паралельним вихідним контуром можуть бути визначені на основі аналітичного виведення його стаціонарних форм сигналів напруги і струму транзистора.

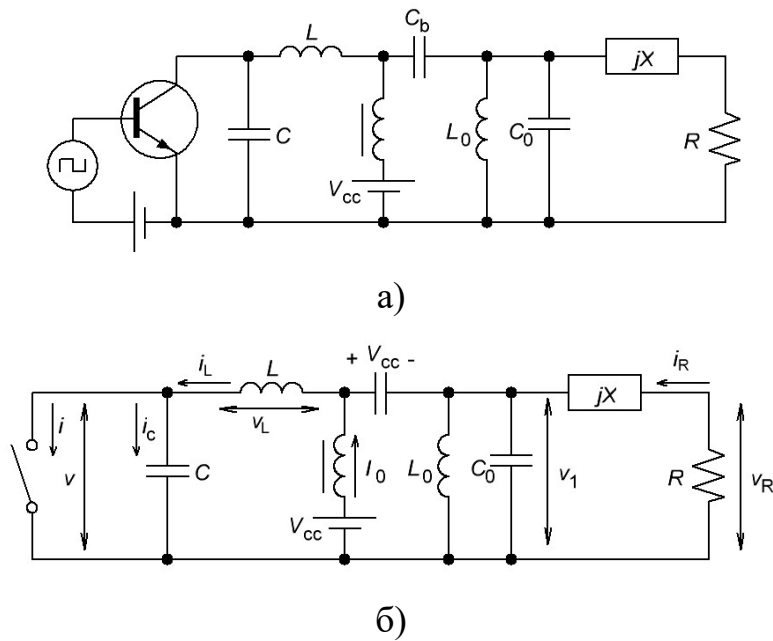


Рис. 4.1. Схема (а) та еквівалентна схема (б) підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром

На рис. 4.1 (а) показана базова конфігурація схеми підсилювача потужності класу Е з шунтуючим конденсатором і паралельним вихідним контуром, де вихідне коло навантаження складається з шунтуючого конденсатора C , послідовної індуктивності L , блокуючого конденсатора C_b , паралельного контуру L_0C_0 , що налаштований на робочу частоту, послідовного реактивного опору X та опору навантаження R . У даному випадку паралельний контур L_0C_0 працює як фільтр гармонік, створюючи нульовий імпеданс на гармоніках другого і більш високих порядків на відміну від умов нескінченного імпедансу на гармоніках, відповідних для класичного підсилювача потужності класу Е з шунтуючою ємністю і послідовним контуром [14]. Послідовний реактивний опір X може бути позитивним (індуктивність), негативним (ємність) або нульовим, у залежності від конкретного випадку. У загальному випадку шунтуюча ємність C може представляти внутрішню вихідну ємність активного пристрою і зовнішню ємність, додану до вихідного кола. Джерело живлення постійного струму підключається за допомогою ВЧ-дроселя з нескінченним реактивним опором на основній гармоніці і будь-який гармонійній складовій вищого порядку.

Активний пристрій вважається ідеальним перемикачем, який працює на робочій частоті з миттєвим перемиканням між його увімкненим і вимкненим станами.

Щоб спростити аналіз підсилювача потужності класу Е з паралельним вихідним контуром, еквівалентна схема якого показана на рис. 4.1 (б), було зроблено декілька припущень:

- транзистор має нульову напругу насичення, нульовий опір насичення, нескінченний опір у вимкненому стані, а переключення між станами ВІМК та УВІМК миттєве та без втрат;
- шунтуюча ємність вважається постійною;
- паралельний вихідний контур L_0C_0 має нульовий імпеданс на гармоніках другого і більш високого порядків;
- у колі відсутні резистивні втрати, крім навантаження R ;
- для простоти використаний коефіцієнт заповнення 50%; однак можуть використовуватися інші значення [17].

Вплив ненульового паразитного опору елементів схеми на роботу підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром вивчався в [84].

Ідеальні (номінальні) умови перемикання ключа для підсилювача потужності класу Е у момент часу безпосередньо перед переходом транзистора у стан УВІМК ($\omega t = 2\pi$) можуть бути записані як

$$v(\omega t)|_{\omega t=2\pi} = 0 \quad (4.1)$$

$$\left. \frac{dv(\omega t)}{d\omega t} \right|_{\omega t=2\pi} = 0, \quad (4.2)$$

де $v(\omega t)$ – напруга на ключі. Треба зазначити, що ці номінальні умови перемикання класу Е не відповідають мінімуму втрат потужності для неідеального транзисторного ключа з кінцевим значенням його опору насичення [2].

Запишемо синусоїдальну напругу v_1 на робочій частоті на паралельному вихідному контурі L_0C_0 за допомогою виразу

$$v_1(\omega t) = V \sin(\omega t + \varphi_1), \quad (4.3)$$

де V – амплітуда напруги основної частоти, а φ_1 – фазовий зсув через комплексний характер навантаження.

Протягом інтервалу, коли ключ замкнений: $0 \leq \omega t \leq \pi$, напруга на ньому:

$$v(\omega t) = V_{cc} - v_L(\omega t) - v_1(\omega t) = 0, \quad (4.4)$$

де v_L – напруга на індуктивності L , яку можна записати, виразивши її через струм:

$$v_L(\omega t) = \omega L \frac{di_L(\omega t)}{d\omega t}. \quad (4.5)$$

Виходячи з того, що струм через конденсатор дорівнює нулю:

$$i_C(\omega t) = \omega C \frac{dv(\omega t)}{d\omega t} = 0, \quad (4.6)$$

струм через ключ дорівнює струму через індуктивність,

$$i(\omega t) = i_L(\omega t), \quad (4.7)$$

де струм через індуктивність

$$i_L(\omega t) = \frac{1}{\omega L} \int_0^{\omega t} V_{cc} d(\omega t) + \frac{V}{\omega L} \cos(\omega t + \varphi_1) + i_L(0). \quad (4.8)$$

Оскільки $i(0) = 0$, початкове значення струму $i_L(\omega t)$, що протікає через послідовну індуктивність L в момент часу $\omega t = 0$, можна визначити, використовуючи (4.7) і (4.8) як

$$i_L(0) = -\frac{V}{\omega L} \cos \varphi_1. \quad (4.9)$$

Таким чином, отримуємо струм через ключ

$$i(\omega t) = \frac{V_{cc}}{\omega L} \omega t + \frac{V}{\omega L} [\cos(\omega t + \varphi_1) - \cos \varphi_1]. \quad (4.10)$$

Протягом інтервалу $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$, коли ключ знаходиться у стані ВИМК, струм через нього не протікає: $i(\omega t) = 0$, відповідно, струм через шунтуючу ємність C може бути записаний, як $i_C(\omega t) = i_L(\omega t)$, або

$$i_C(\omega t) = \omega C \frac{dv}{d\omega t} = \frac{1}{\omega L} \int_{\pi}^{\omega t} [V_{cc} - v(\omega t) - v_1(\omega t)] d\omega t + i_L(\pi), \quad (4.11)$$

використовуючи початкову умову рівності нулю напруги на ключі на початку інтервалу ВИМК, $v(\pi)=0$, та

$$i_c(\pi) = \frac{\pi V_{cc} - 2V \cos \varphi_1}{\omega L}. \quad (4.12)$$

Рівняння (4.11) можна представити у вигляді лінійного неоднорідного диференціального рівняння другого порядку в такий спосіб:

$$\omega^2 LC \frac{d^2 v(\omega t)}{d(\omega t)^2} + v(\omega t) - V_{cc} + V \sin(\omega t + \varphi_1) = 0, \quad (4.13)$$

та його загальний розв'язок може бути отриманий у нормованому вигляді:

$$\frac{v(\omega t)}{V_{cc}} = C_1 \cos q\omega t + C_2 \sin q\omega t + 1 + \frac{q^2}{1-q^2} \frac{V}{V_{cc}} \sin(\omega t + \varphi_1), \quad (4.14)$$

де

$$q = \frac{1}{\omega \sqrt{LC}}. \quad (4.15)$$

Коефіцієнти C_1 та C_2 можуть бути визначені, використовуючи граничні умови для вимкненого стану ключа:

$$C_1 = -\cos q\pi - q\pi \sin q\pi + \frac{q}{1-q^2} \frac{V}{V_{cc}} \times \\ \times \left[q \cos q\pi \sin \varphi_1 + (1-2q^2) \sin q\pi \cos \varphi_1 \right] \quad (4.16)$$

$$C_2 = -\sin q\pi + q\pi \cos q\pi + \frac{q}{1-q^2} \frac{V}{V_{cc}} \times \\ \times \left[q \sin q\pi \sin \varphi_1 - (1-2q^2) \cos q\pi \cos \varphi_1 \right]. \quad (4.17)$$

Зазвичай (4.14) для напруги колектора $v(\omega t)$ містить три невідомих параметра: q , V/V_{cc} та φ_1 , які необхідно визначити. У загальному випадку параметр q можна розглядати як змінну, а два інших параметра, V/V_{cc} та φ_1 , визначаються з системи двох рівнянь, що виникають в результаті застосування двох умов оптимальної нульової напруги і нульової похідної напруги, заданих

формулами (4.1) і (4.2) до рівняння (4.14). На рис. 4.2 показані залежності оптимальних параметрів V/V_{cc} та φ_1 від q для підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром.

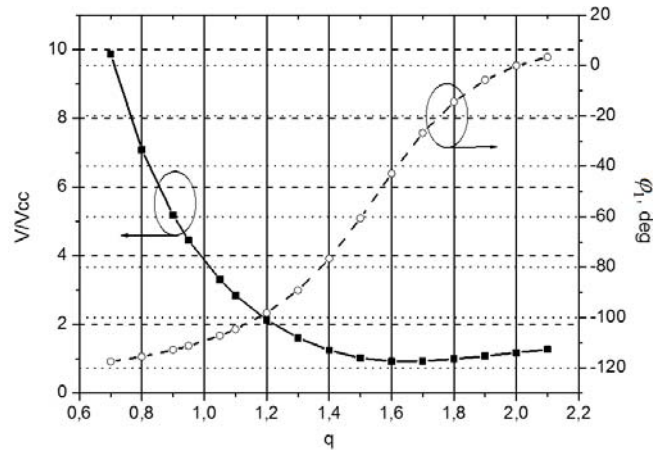


Рис. 4.2. Залежності $\frac{V}{V_{cc}}$ та φ_1 від q для підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром

Постійний струм джерела живлення I_0 може бути визначений, використовуючи перетворення Фур'є до (4.10):

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) d\omega t = \frac{V_{cc}}{2\pi\omega L} \left[\frac{\pi^2}{2} - \frac{V}{V_{cc}} (2\sin\varphi_1 + \pi\cos\varphi_1) \right]. \quad (4.18)$$

Нормована форма напруги на ключі для трьох значень параметра $q=1,2, 1,607$ та $1,8$, отримана згідно (4.14) показана на рис. 4.3 [85].

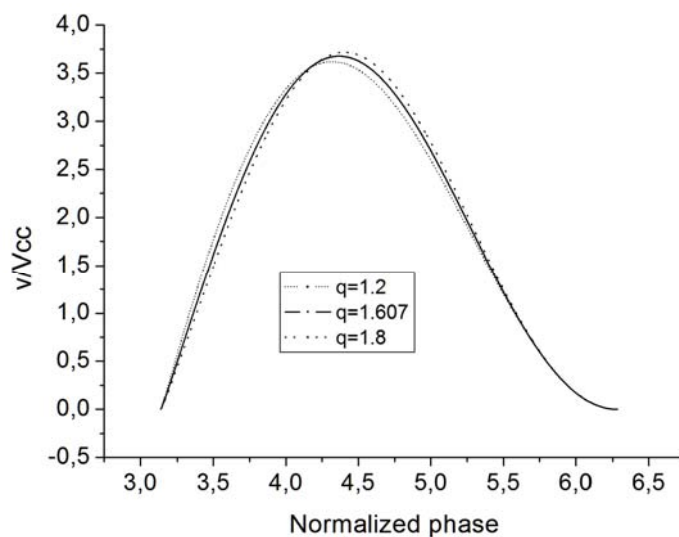


Рис. 4.3. Форма напруги на ключі для трьох значень параметра q

Видно, що форма напруги задовольняє умовам класу Е для всіх трьох значень параметра q .

Для ідеального ККД, рівного 100%, потужність, яка надходить від джерела живлення $P_0 = I_0 V_{cc}$ та вихідна потужність $P_{out} = \frac{V_R^2}{2R}$ дорівнюють одна одній:

$$I_0 V_{cc} = \frac{V_R^2}{2R}, \quad (4.19)$$

де V_R – амплітуда напруги на навантаженні R .

Нормовані оптимальні параметри вихідного кола $\omega L / R$ та ωCR можуть бути знайдені, використовуючи (4.18), (4.19), умови ідеального класу Е (4.1) та (4.2), застосовані до (4.14) та умову рівності амплітуди напруги першої гармоніки на ключі та на навантаженні [14]:

$$\frac{\omega L}{R} = \frac{1}{\pi (V_R / V_{cc})^2} \left[\frac{\pi^2}{2} - \frac{V}{V_{cc}} (2 \sin \varphi_1 + \pi \cos \varphi_1) \right], \quad (4.20)$$

$$\omega CR = \frac{1}{q^2 (\omega L / R)}. \quad (4.21)$$

Оптимальне значення опору навантаження R може бути обчислене через значення вихідної потужності P_{out} робочої частоти на навантаженні:

$$R = \frac{1}{2} \frac{V_R^2}{P_{out}} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_R}{V_{cc}} \right)^2 \frac{V_{cc}^2}{P_{out}}. \quad (4.22)$$

При наявності ненульового реактивного опору X , підключеного послідовно до опору навантаження R , як показано на рис. 4.4, необхідно визначити дійсну й уявну складові амплітуди напруги V на паралельному контурі $L_0 C_0$.

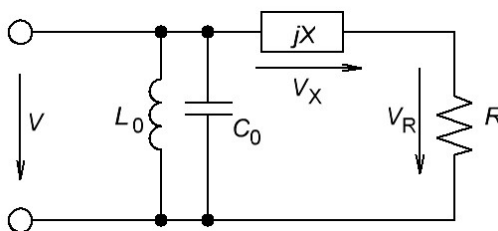


Рис. 4.4. Еквівалентна схема вихідного кола на робочій частоті з ненульовою реактивністю X

У цьому випадку синусоїдальна напруга v_l з рівняння (4.3) може бути записана як

$$v_l(\omega t) = V_R \sin(\omega t + \varphi) + V_X \cos(\omega t + \varphi), \quad (4.23)$$

де φ – початкова фаза.

Відношення уявної компоненти V_X до дійсної V_R компоненти напруги V на паралельному контурі може бути отримане шляхом нескладних перетворень

$$q_1 = \frac{V_X}{V_R} = \frac{X}{R} = \operatorname{tg}(\varphi_1 - \varphi) = \operatorname{tg} \psi, \quad (4.24)$$

і далі:

$$V = \sqrt{V_R^2 + V_X^2} = V_R \sqrt{1 + q_1^2}. \quad (4.25)$$

Для подальшого розрахунку використовуємо значення амплітуди напруги на навантаженні та на індуктивності L , які можна розрахувати за допомогою перетворення Фур'є для напруги на ключі:

$$V_R = -\frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} v(\omega t) \sin(\omega t + \varphi) d\omega t, \quad (4.26)$$

$$V_L = -\frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} v(\omega t) \cos(\omega t + \varphi_1) d\omega t. \quad (4.27)$$

Перепишемо (4.13) для випадку ненульової послідовної реактивності:

$$\omega^2 LC \frac{d^2 v(\omega t)}{d(\omega t)^2} + v(\omega t) - V_{cc} + V_R \sin(\omega t + \varphi) + V_X \cos(\omega t + \varphi_1) = 0. \quad (4.28)$$

Його загальний розв'язок може бути отриманий у нормованому вигляді:

$$\frac{v(\omega t)}{V_{cc}} = C_1 \cos q\omega t + C_2 \sin q\omega t + 1 + \frac{q^2}{1 - q^2} \cdot \frac{V}{V_{cc}} \sin(\omega t + \varphi_1). \quad (4.29)$$

Тут коефіцієнти C_1 та C_2 залежать від q , V/V_{cc} та φ_1 і визначені у (4.16) та (4.17). Використовуючи (4.25), отримуємо

$$\frac{V}{V_{cc}} \sin(\omega t + \varphi_1) = \frac{V_R}{V_{cc}} [\sin(\omega t + \varphi) + q_1 \cdot \cos(\omega t + \varphi)], \quad (4.30)$$

Далі за допомогою (4.29), (4.30), знаючи, що $V_X = \pm\sqrt{V^2 - V_R^2}$ (знак визначається із умови, що $V_R > 0$), використовуючи умови класу Е (4.1) та (4.2) можна отримати вирази для знаходження напруг та початкової фази:

$$\begin{aligned} \frac{V_R}{V_{cc}} &= -\frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} \frac{v(\theta)}{V_{cc}} \sin(\theta + \varphi) d\theta = \\ &= -\frac{1}{\pi} \left[-C_1 \frac{2}{1-q^2} \cos \frac{\pi q}{2} \cdot \left(\cos \frac{3}{2} \pi q \cos \varphi + q \sin \frac{3}{2} \pi q \sin \varphi \right) + \right. \\ &\quad \left. + C_2 \frac{2}{1-q^2} \cos \frac{\pi q}{2} \left(-\sin \frac{3}{2} \pi q \cos \varphi + q \cos \frac{3}{2} \pi q \sin \varphi \right) - \right. \\ &\quad \left. -2 \cos \varphi + \frac{q^2}{1-q^2} \cdot \frac{V_R}{V_{cc}} \frac{\pi}{2} \right], \end{aligned} \quad (4.31)$$

і далі

$$\begin{aligned} \frac{2}{1-q^2} \cos \frac{\pi q}{2} \cdot \left[-C_1 \left(\cos \frac{3}{2} \pi q \cos \varphi + q \sin \frac{3}{2} \pi q \sin \varphi \right) + \right. \\ \left. + C_2 \left(-\sin \frac{3}{2} \pi q \cos \varphi + q \cos \frac{3}{2} \pi q \sin \varphi \right) \right] - \\ -2 \cos \varphi + \pi \frac{V_R}{V_{cc}} \left(1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{q^2}{1-q^2} \right) = 0 \end{aligned} \quad (4.32)$$

Напруга на котушці

$$\frac{V_L}{V_{cc}} = -\frac{1}{\pi} \left[\frac{2}{q^2 - 1} \cos \frac{\pi q}{2} \left(C_1 \left[q \cos \varphi_1 \sin \frac{3}{2} \pi q - \sin \varphi_1 \cos \frac{3}{2} \pi q \right] - \right. \right. \\ \left. \left. - C_2 \left(q \cos \varphi_1 \cos \frac{3}{2} \pi q + \sin \varphi_1 \sin \frac{3}{2} \pi q \right) \right) + 2 \sin \varphi_1 \right] \quad (4.33)$$

І вирази для знаходження початкової фази:

$$\begin{aligned} \cos \varphi &= \cos(\varphi_1 - \psi) = \cos \varphi_1 \cos \psi + \sin \varphi_1 \sin \psi = \\ &= \frac{V_R}{V} \cos \varphi_1 + \left(\pm \sqrt{1 - \left(\frac{V_R}{V} \right)^2} \right) \sin \varphi_1, \end{aligned} \quad (4.34)$$

$$\begin{aligned} \sin \varphi &= \sin(\varphi_1 - \psi) = \sin \varphi_1 \cos \psi - \cos \varphi_1 \sin \psi = \\ &= \frac{V_R}{V} \sin \varphi_1 - \left(\pm \sqrt{1 - \left(\frac{V_R}{V} \right)^2} \right) \cos \varphi_1. \end{aligned} \quad (4.35)$$

Далі нормовані значення параметрів схеми можуть бути розраховані в залежності від q та q_1 , де

$$q_1 = \frac{X}{R} = \pm \sqrt{\left(\frac{V}{V_R}\right)^2 - 1}, \quad (4.36)$$

далі

$$\frac{\omega L}{R} = \frac{V_L}{V_R}, \quad (4.37)$$

$$\omega C R = \frac{1}{q^2 \frac{\omega L}{R}}, \quad (4.38)$$

$$\frac{R P_{out}}{V_{cc}^2} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_R}{V_{cc}}\right)^2. \quad (4.37)$$

Також було проведене порівняння розрахованих та модельованих залежностей при зміні параметрів q та q_1 . Для цього була побудована схема ідеального підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром з використанням ідеального ключа в якості активного елемента, як показано на рис. 4.5. При цьому послідовна реактивність X представлена індуктивністю, або ємністю послідовно з навантаженням.

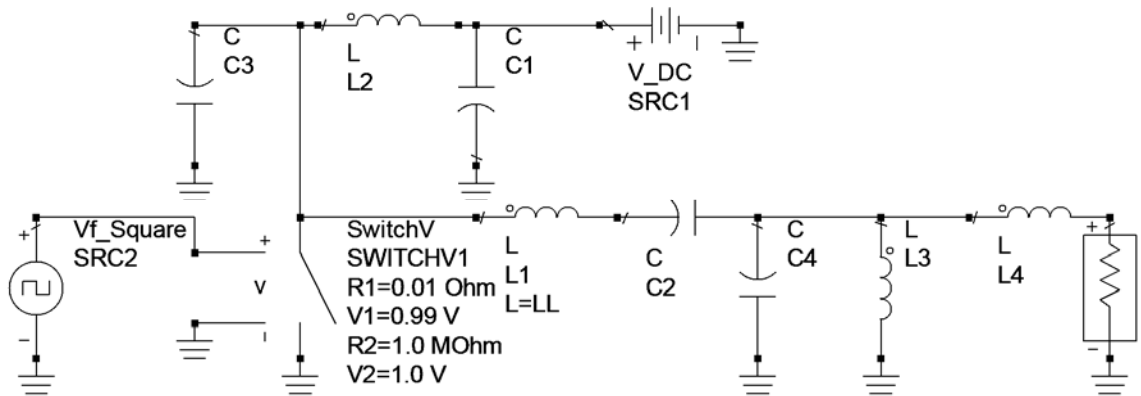


Рис. 4.5. Схема підсилювача, що використовувалась для моделювання

Початкові значення компонентів були розраховані відповідно до [14] для випадку $X = 0$ для основної частоти 1 МГц, напруги живлення 24 В і вихідної потужності 5 Вт. У підсилювачі використовувався ідеальний ключ з опором у замкненому стані $R_{on} = 0,01$ Ом та ідеальні пасивні компоненти. Під час моделювання кожного разу застосовувалась оптимізація параметрів компонентів

вихідного кола за критеріями умов перемикання класу Е для отримання залежностей для кожного значення параметра q .

Розраховані та модельовані залежності нормованої оптимальної послідовної індуктивності $\frac{\omega L}{R}$ і послідовного реактивного опору $\frac{X}{R}$ від параметра q із задовольнянням дотримання умов перемикання класу Е для кожного значення параметра q показані на рис. 4.6, а залежності нормованої оптимальної шунтуючої ємності ωCR і опору навантаження $\frac{RP_{out}}{V_{cc}^2}$ – на рис. 4.7 [85].

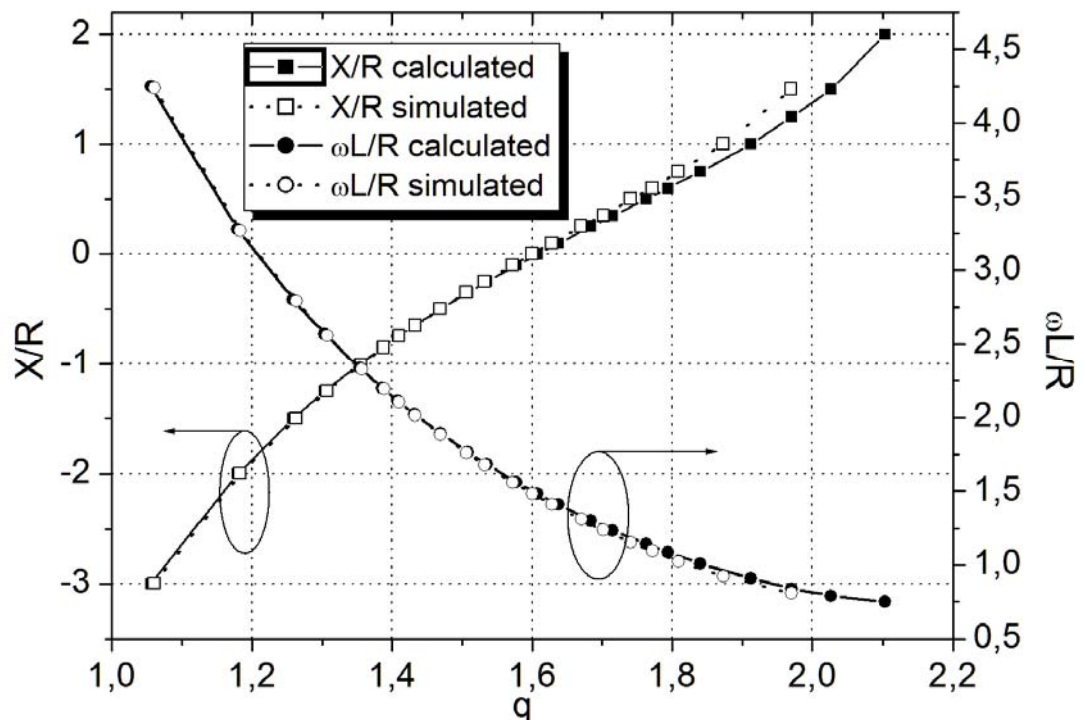


Рис. 4.6. Залежності нормованої послідовної реактивності та послідовної індуктивності підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром.

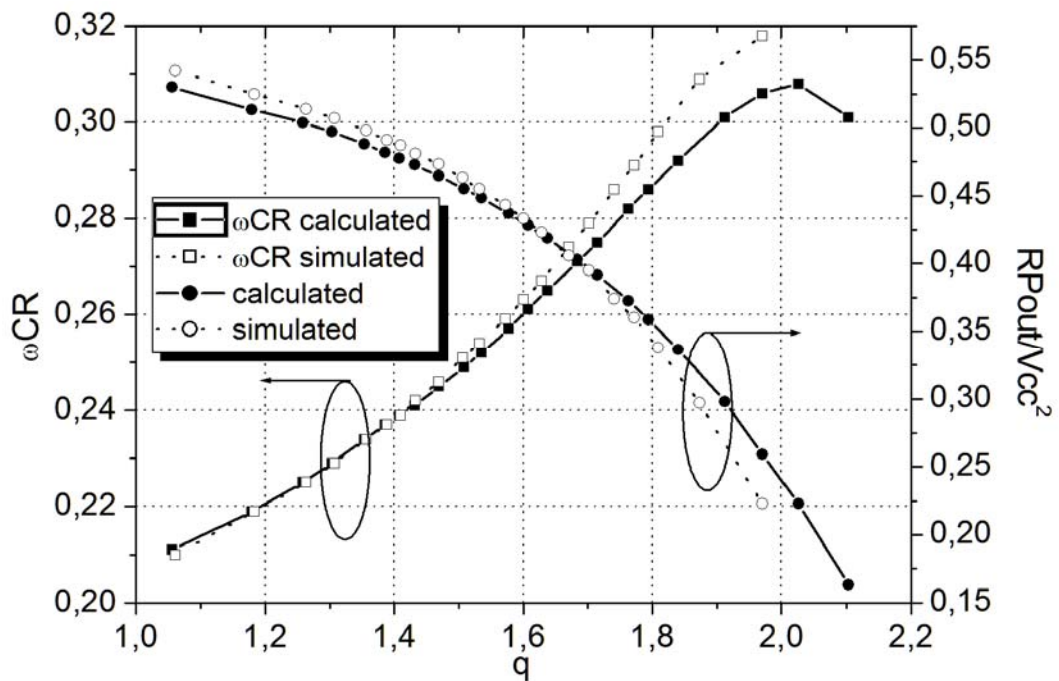
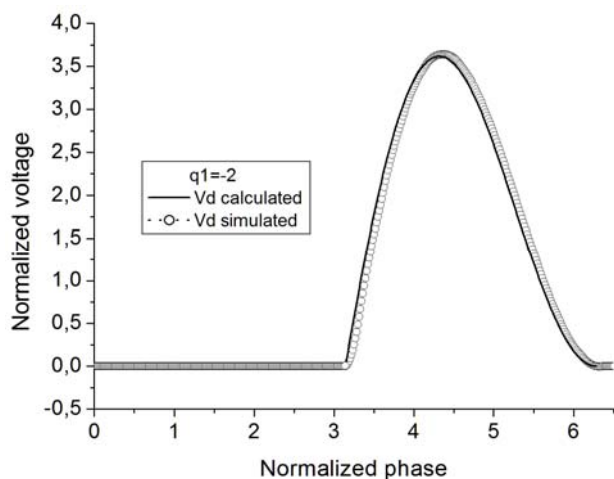


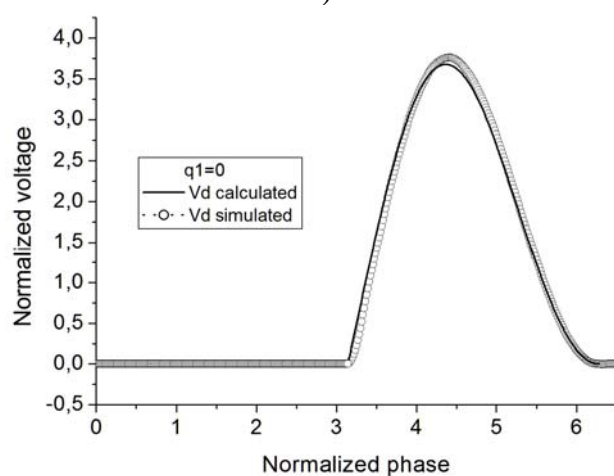
Рис. 4.7. Залежності нормованої шунтуючої ємності та вихідної потужності підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром

Видно, що більше значення нормованої послідовної індуктивності $\frac{\omega L}{R}$ відповідає меншому значенню q . Щоб компенсувати таке підвищене значення індуктивності, реактивний опір X повинен мати негативний ємнісний характер. Загалом, значення послідовного реактивного опору X змінює свій знак із негативного на позитивний, що означає, що за ємнісним реактивним опором слідує індуктивний реактивний опір, і потрібно додати додаткову індуктивність при більш високих значеннях параметра q . В результаті виникає особливий випадок вихідного кола з $X = 0$, коли немає необхідності в додатковій компенсації фази [85].

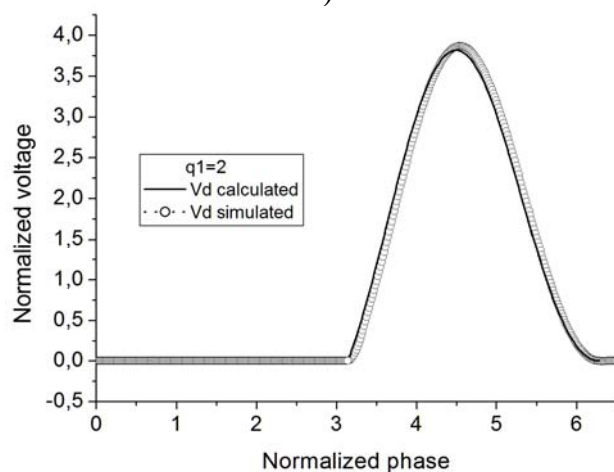
На рис. 4.8 – 4.9 показані, відповідно, нормовані форми хвиль напруги і струму ключа для ідеалізованого оптимального режиму підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром і послідовним реактивним опором упродовж усього інтервалу $0 \leq t \leq 2\pi$ для різних значень відношення послідовного реактивного опору до опору навантаження $q_1 = \frac{X}{R}$ [85].



a)

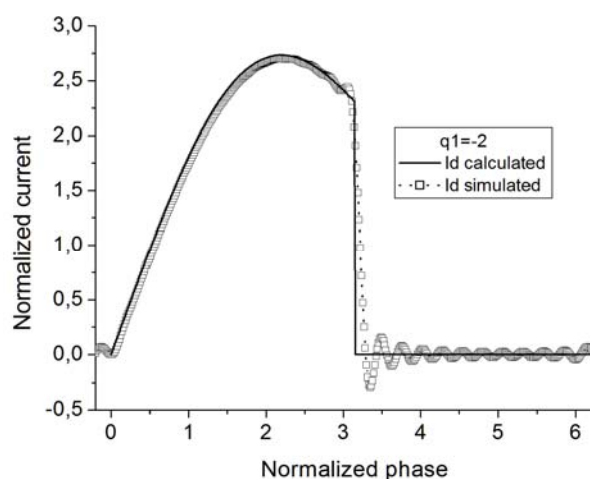


b)

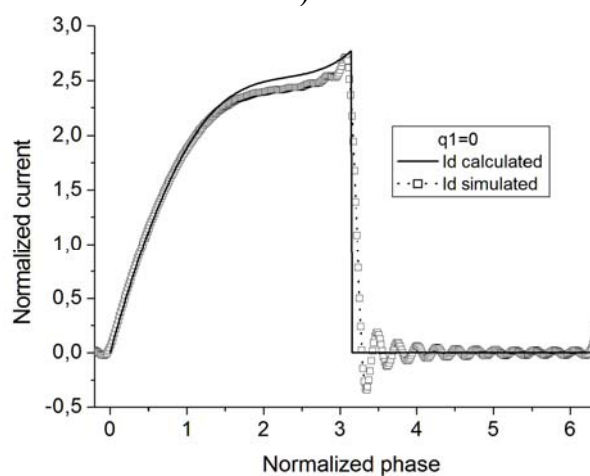


c)

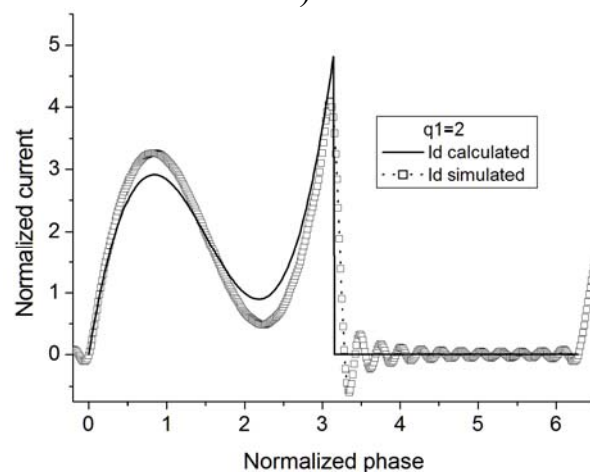
Рис. 4.8. Розраховані та модельовані форми хвиль напруги на ключі для наступних значень послідовної реактивності: а) $X=-2R$, б). $X=0$, and в) $X=2R$.



a)



b)



c)

Рис. 4.9. Розраховані та модельовані форми хвиль струму ключа для наступних значень послідовної реактивності: а) $X=-2R$, б). $X=0$, and в) $X=2R$.

З аналізу форм хвиль напруги і струму ключа можна зробити висновок, що, коли ключ замкнений, на ньому немає напруги, і струм від котушки індуктивності протікає через ключ. Однак, коли ключ розімкнений, цей струм тече через шунтуючу ємність C . Таким чином, немає одночасно ненульових значень напруги і струму на ключі, що означає відсутність втрат потужності. Як впливає з форм хвиль напруги і струму ключа, їх зміна в залежності від q_1 незначна. Однак, при високих значеннях q_1 , форма хвилі струму змінює свою форму, досягаючи високих значень струму в кінці інтервалу включення [85].

На рис. 4.10 – 4.14 показані тривимірні залежності початкової фази, нормованої амплітуди напруги на навантаженні і параметрів вихідного кола від q та q_1 . З цих результатів ясно видно, що при використанні налаштування по двом параметрам може бути досягнутий високий ККД для визначеного набору оптимальних параметрів вихідного кола для конкретних вимог до транзистора та навантаження. Як показано на рис. 4.10, початкова фаза φ може значно варіюватися від -150° для високого значення параметра q_1 і низького q до більш, ніж 50° для низького q_1 і високого q .

З рис. 4.11 випливає, що більш високе значення опору навантаження R при однаковій вихідній потужності P_{out} і напрузі живлення постійного струму V_{cc} може бути забезпечене при малому значенні q та значенні q_1 близько до нуля. В останньому випадку як амплітуда напруги навантаження $\frac{V_R}{V_{cc}}$, так і нормована шунтуюча ємність ωCR досягають своїх максимальних значень, як показано на рис. 4.12 та 4.13 відповідно. Отже, великі значення вихідної ємності транзистора можуть бути повністю включені в схему вихідного кола підсилювача класу Е, тим самим мінімізуючи можливі втрати через кінцевий час перемикавання. Оптимальна нормована послідовна індуктивність $\frac{\omega L}{R}$ зменшується при збільшенні параметра q , але її значення можна регулювати, використовуючи послідовний індуктивний реактивний опір X , збільшуючи q_1 відповідно до рис. 4.14.

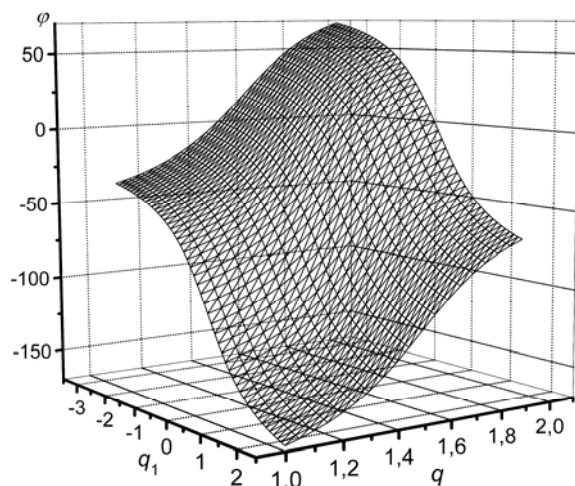


Рис. 4.10 – розрахована залежність φ від q та q_1

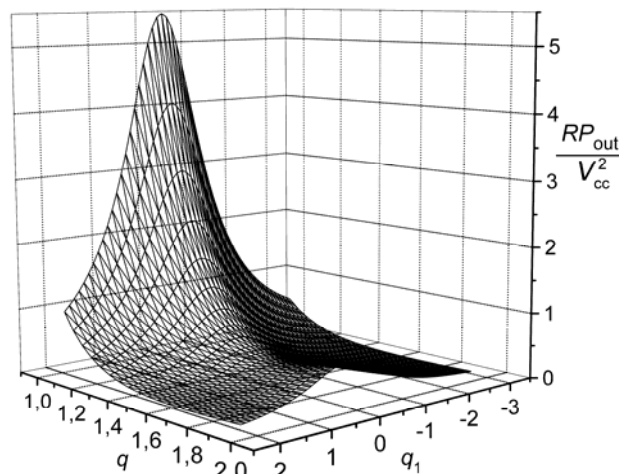


Рис. 4.11 – розрахована залежність RP_{out}/V_{cc}^2 від q та q_1

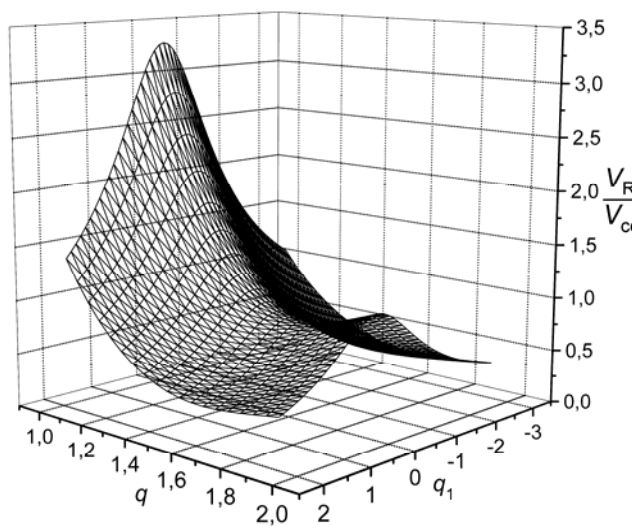


Рис. 4.12 – розрахована залежність V_R/V_{cc} від q та q_1

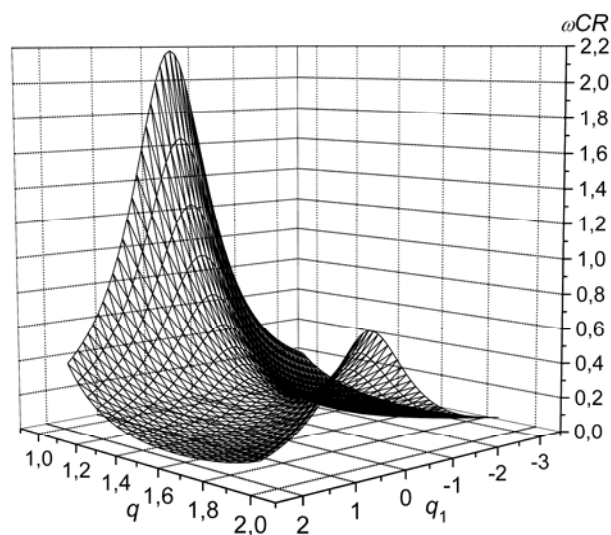


Рис. 4.13 – розрахована залежність ωCR від q та q_1

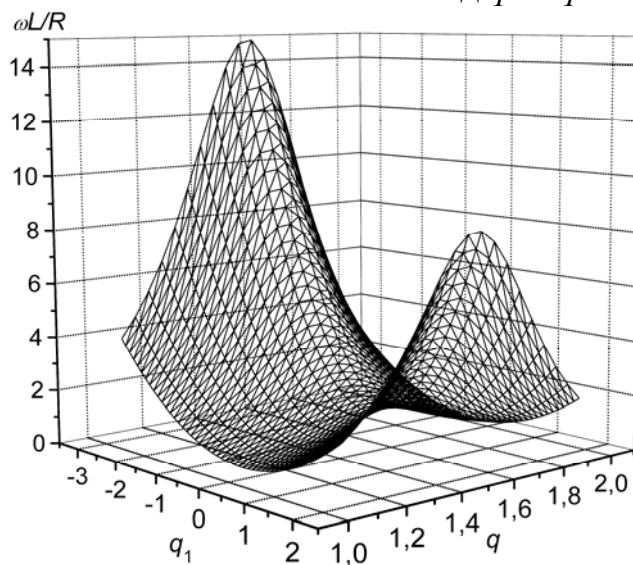


Рис. 4.14 – розрахована залежність $\frac{\omega L}{R}$ від q та q_1

4.2 Експериментальне дослідження підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром та за умови наявності ненульової реактивності

Для експериментального дослідження спершу була обрана схема без додаткової послідовної реактивності. Номінали елементів були розраховані, відповідно до формул, отриманих у аналізі [14]:

$$\begin{aligned} R &= 0,4281 \frac{V_{cc}^2}{P_{out}}, \\ \frac{\omega L}{R} &= 1,4836, \\ \omega CR &= 0,261, \\ L_0 &= R/(\omega Q). \end{aligned} \quad (4.38)$$

Початкові умови для розрахунку наступні: робоча частота 13,56 МГц, напруга живлення постійного струму 12 В, вихідна потужність 5 Вт, добротність вихідного паралельного контуру $Q=5$ [84]. Активним пристроєм є силовий MOSFET транзистор IRF520 з внутрішньою вихідною ємністю 150 пФ і максимально допустимою напругою стік-витік 100 В.

Отримані номінали елементів вихідного кола наступні: $R=12,3$ Ом, $L=214,7$ нГн, $C=100$ пФ, $L_0=28,9$ нГн, $C_0=4760$ пФ. Схема підсилювача з паразитними елементами вихідного кола показана на рис. 4.15.

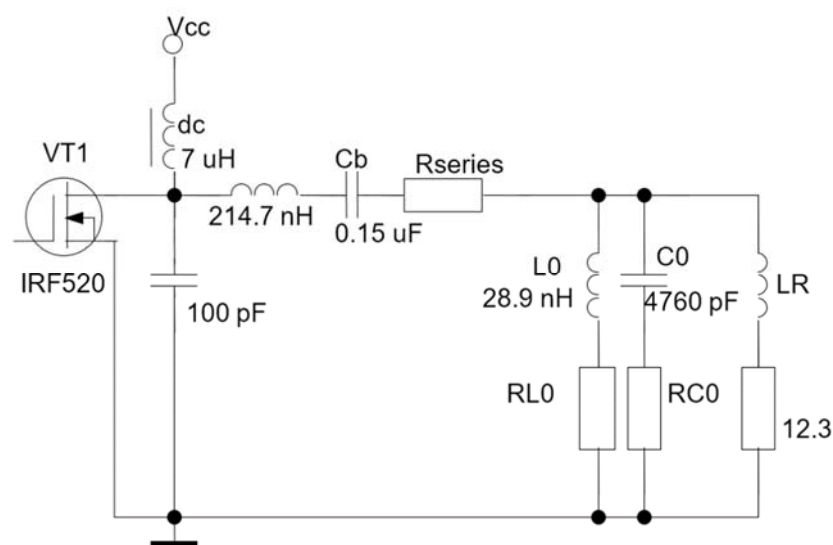


Рис. 4.15. Схема вихідного кола підсилювача на робочу частоту 13,56 МГц

Тут паразитні опору котушки індуктивності L і конденсатора блокування постійного струму C_b представлені R_{series} . Паразитні опори елементів паралельного контуру L_0C_0 позначені на схемі резисторами R_{L0} і R_{C0} , а паразитна індуктивність навантаження - котушкою L_R .

Моделювання підсилювача проводилось із ключем, що має опір у замкненому стані 0,15 Ом, в якості активного елемента. Пасивні елементи вважалися ідеальними. Форми хвиль напруги та струму стоку показані на рис. 4.16. Залежності вихідної напруги та ККД від частоти показані на рис. 4.17 [84].

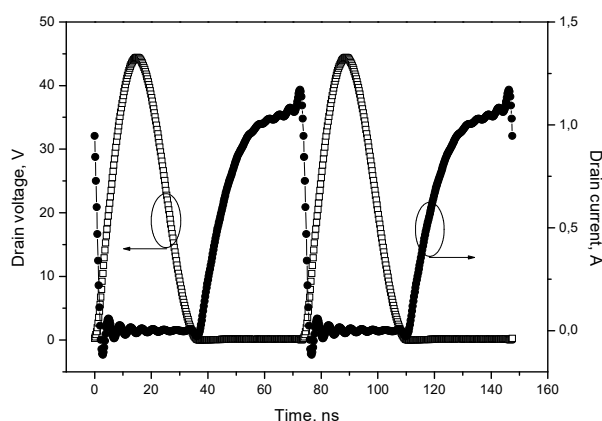


Рис. 4.16. Форми напруги та струму стоку

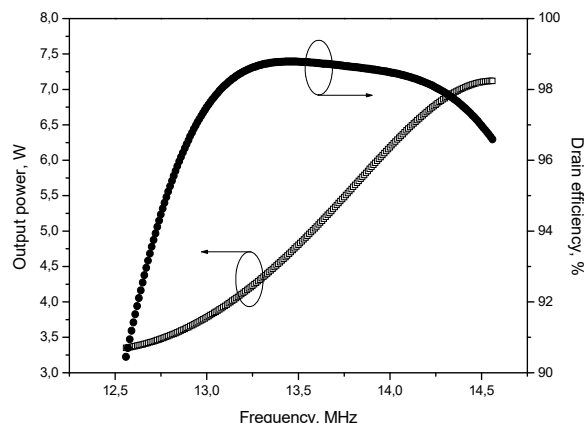


Рис. 4.17. Залежності вихідної напруги та ККД від частоти

Як можна бачити, напруга стоку і похідна напруги стоку дорівнюють нулю у момент замикання ключа, демонструючи, таким чином, виконання ідеалізованих оптимальних (або номінальних) умов перемикавання класу Е. Як видно з рис. 4.17, модельована вихідна потужність складає 4,96 Вт з ККД 98,8% на робочій частоті 13,56 МГц.

Виходячи з розрахунків для послідовної індуктивності L та індуктивності паралельного контуру, їх значення в підсилювачі класу Е з паралельним вихідним контуром набагато менше, ніж відповідні значення для класичного підсилювача класу Е на тій же робочій частоті, і вони дорівнюють 214,7 нГн і 28,9 нГн. відповідно. При цьому для зручності реалізації конструкції та мінімізації втрат потужності і величин паразитних елементів, показаних на

рис. 4.15, в експериментальному прототипі при його практичній реалізації були використані спеціальні технічні прийоми.

У практичній реалізації макета підсилювача резистор навантаження складався з 40 SMD резисторів, включених паралельно, щоб мінімізувати послідовну індуктивність. Ці резистори прикріплені до малогабаритної друкованої плати з одного боку, а конденсатор C_0 підключений до навантаження широкими провідниками з іншого боку плати. Було застосовано слюдяний конденсатор типу «КСО» еквівалентний послідовний опір якого на робочій частоті не більше 0,07 Ом [84]. Індуктивність L_0 являла собою один виток покритого сріблом дроту, який розміщено безпосередньо між выводами конденсатора C_0 , щоб мінімізувати додаткові індуктивності. Таким чином, паралельний контур L_0C_0R реалізовано окремим блоком, як показано на рис. 4.18, і його параметри можна налаштовувати індивідуально.

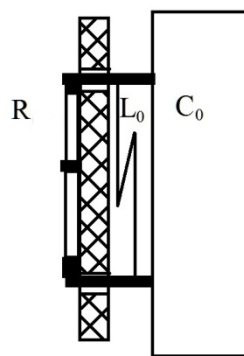


Рис. 4.18 – Реалізація паралельного контуру L_0C_0R

Експериментальний макет показано на рис. 4.19. Використовується «опозитна» конструкція для мінімізації загальних паразитних індуктивностей. VTI має виводи довжиною всього 2 мм, блокуючий конденсатор C_b – керамічний з низькою паразитною індуктивністю, конденсатор C підключено безпосередньо до стоку транзистора VTI , а котушка індуктивності L підключена до тієї ж точки, та так само, як і котушка L_0 , виконана з посрібленого дроту.

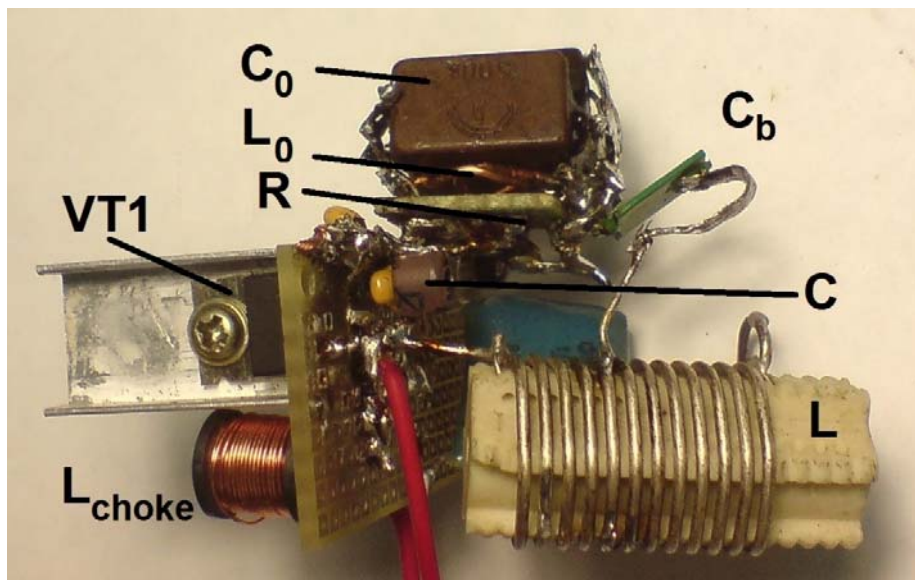


Рис. 4.19. Експериментальний макет підсилювача

Форма напруги стоку та вихідної напруги, отримані експериментально, показані на рис. 4.20. Видно, що задовольняються номінальні умови перемикання класу Е. На рис. 4.21 показані експериментальні залежності вихідної потужності та ККД від частоти [84].

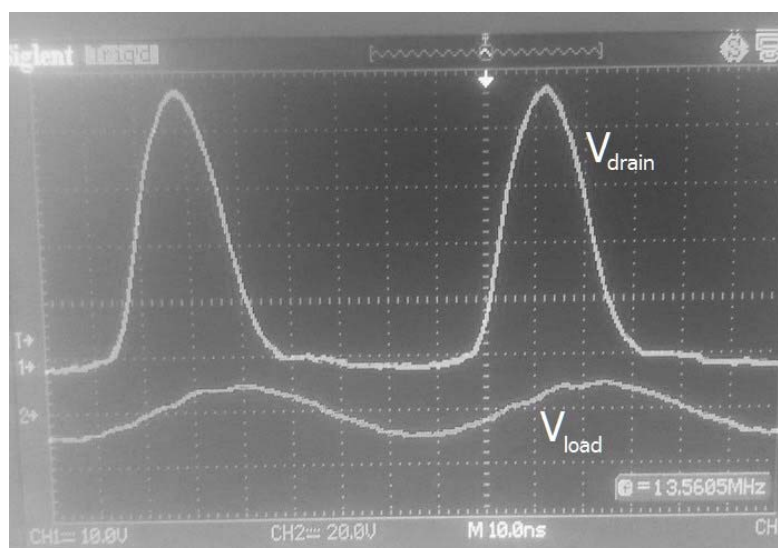


Рис. 4.20. Експериментально отримані форми напруги стоку та вихідної напруги

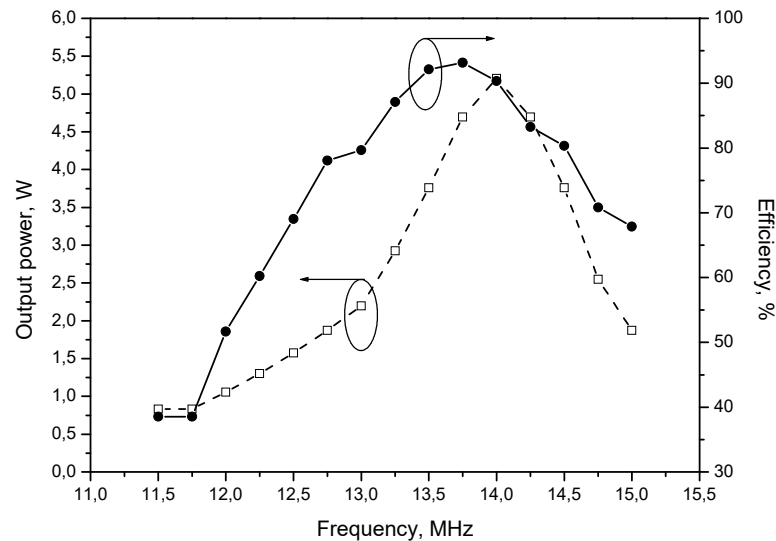


Рис. 4.21. Залежності вихідної потужності та ККД від частоти

На робочій частоті 13,56 МГц експериментально отримана потужність підсилювача класу Е з шунтуючою ємністю та паралельним вихідним контуром складає 3,33 Вт з ККД 92,5%. Отримана вихідна потужність є меншою, ніж очікувалося при моделюванні, а це може означати, що моделювання з використанням спрощеної нелінійної моделі MOSFET транзистора IRF520 не може належним чином описати поведінку нелінійних ємностей.

Для перевірки змін параметрів підсилювача в схему моделювання були додані паразитні параметри елементів. Були включені паразитні опори елементів паралельного контуру та індуктивність L_R . Оскільки котушка індуктивності паралельного контуру L_0 складається тільки з одного витка, її паразитний опір не враховувався, а паразитний опір R_{series} індуктивності L за розрахунками дорівнює 0,08 Ом. Що стосується паразитної індуктивності L_R то вона може бути оцінена в 20 нГн через технічні особливості експериментального макета.

Результати моделювання залежностей вихідної потужності та ККД від частоти показані на рис. 4.22. Як видно, ці залежності залишаються майже такими ж, як і у випадку з ідеальними пасивними елементами (Рис. 4.17), але з трохи меншими значеннями. У цьому випадку підсилювач потужності класу Е має вихідну потужність 3,7 Вт при ККД 85%.

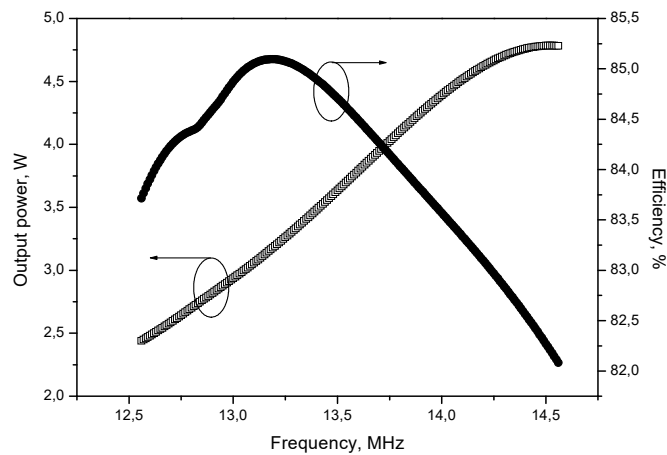


Рис. 4.22. Модельовані залежності вихідної потужності та ККД від частоти для неідеальних елементів вихідного кола

Наступним кроком є моделювання обчислення внеску у втрати потужності для паразитних опорів R_{C0} і R_{series} . Потужність розсіювання в кожному опорі обчислювалася шляхом вимірювання середньоквадратичного значення струму, що протікає через кожен резистор під час моделювання роботи схеми, та далі за формулою $P_{diss} = R_{diss} I_{RMS}^2$.

В результаті значення потужності розсіювання наступні: $P_{R_{C0}} = 0,536$ Вт і $P_{R_{series}} = 0,032$ Вт. Видно, що для мінімізації втрат потужності у підсилювачах класу Е з паралельним контуром конденсатор C_0 повинен мати якомога низьке значення $\text{tg}\delta$.

Таким чином, промодельовані та експериментальні результати показують, що послідовні паразитні опори паралельного контуру $L_0 C_0$ значно знижують вихідну потужність і ККД підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром, і стає важко реалізовувати дану схему на високих частотах з використанням кола на зосереджених елементах. Однак, в якості переваги, моделювання показало придушення другої гармоніки на навантаженні до 50 дБ.

Для спрощення побудови експериментального макету та для можливості більш точно налаштовувати елементи схеми було розроблено макет підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром на частоту 1 МГц та було проведене

дослідження впливу добротності паралельного вихідного контуру на характеристики підсилювача [86].

Початкові умови для розрахунку параметрів вихідного кола наступні: робоча частота 1 МГц, напруга живлення постійного струму 24 В, вихідна потужність 5 Вт. Використовувався MOSFET транзистор IRF630 з внутрішньою вихідною ємністю 200 пФ і максимальною напругою стік-витік 200 В. Значення номіналів елементів вихідного кола знаходяться з розрахункових рівнянь (4.38) та становлять: $R=49,3$ Ом, $L=11,64$ мкГн, $C=842$ пФ.

Навантажена добротність Q вихідного паралельного контуру була прийнята від 1 до 10. Отже, для кожного Q були розраховані свої значення елементів L_0 і C_0 при постійному значенні опору навантаження R . Значення компонентів паралельного контуру L_0C_0 для кожного значення навантаженої добротності, а також виміряна на робочій частоті власна добротність кожної індуктивності L_0 та відповідний розрахований паразитний опір R_{L0} , наведені в табл. 4.1 [86].

Таблиця 4.1

Параметри вихідного паралельного контуру

Навантажена добротність Q	Індуктивність L_0 , мкГн	Ємність C_0 , пФ	Виміряна власна добротність котушки L_0	Паразитний опір R_{L0} , Ом
1	7,85	3230	90	0,548
2	3,92	6450	94	0,262
3	2,62	9680	75	0,219
5	1,57	16130	95	0,104
10	0,785	32270	40	0,123

Теоретичний вираз для знаходження вхідного імпедансу вихідного кола у перерізі А на стоці транзистора (рис. 4.23) може бути отриманий шляхом перетворення імпедансів у перерізах С-В-А та записаний у рівнянні (4.39).

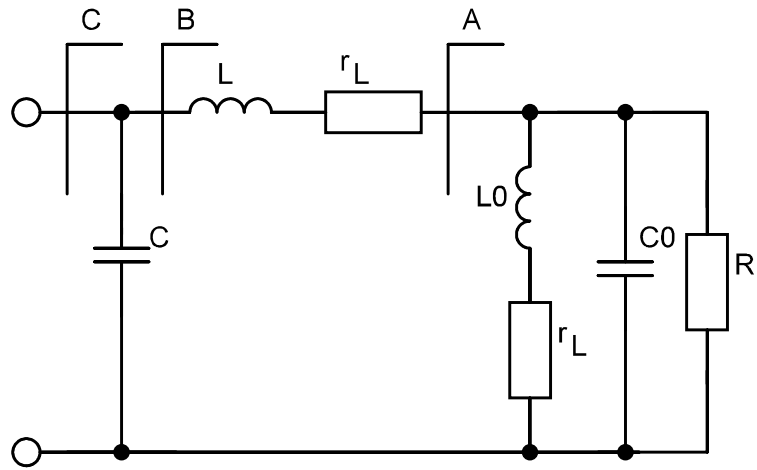


Рис. 4.23. Вихідне коло з перерізами для розрахунку імпедансу на стоці транзистора

$$Z_{in} = \left[\left[\left(\frac{1}{R} + j\omega C_0 + \frac{1}{r_{L0} + j\omega L_0} \right)^{-1} + r_L + j\omega L \right]^{-1} + j\omega C \right]^{-1}. \quad (4.39)$$

Таким чином, можна побудувати частотні залежності дійсної та уявної частини вхідного імпедансу для значень добротності, вказаних у табл. 4.1. Приклад залежності дійсної та уявної частин вхідного імпедансу для випадку навантаженої добротності $Q=5$, наведено на рис. 4.24.

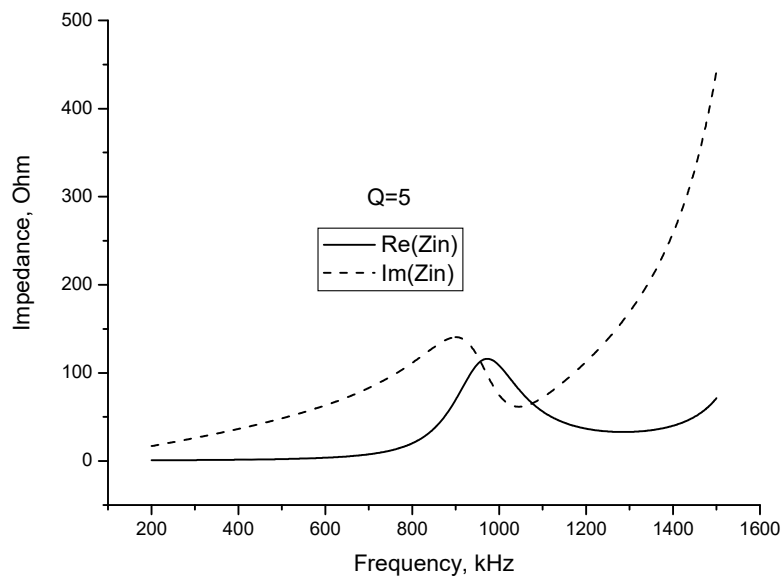


Рис. 4.24. Дійсна та уявна частина вхідного імпедансу вихідного навантажувального кола для випадку $Q=5$.

Далі для кожного значення навантаженої добротності вихідного паралельного контуру Q були отримані модельовані та експериментальні частотні залежності вихідної потужності та ККД (рис. 4.25 – 4.28) [86]. Також для кожного значення навантаженої добротності експериментально визначено частотні діапазони, у яких форми хвиль напруги стоку відповідають умовам перемикання класу Е.

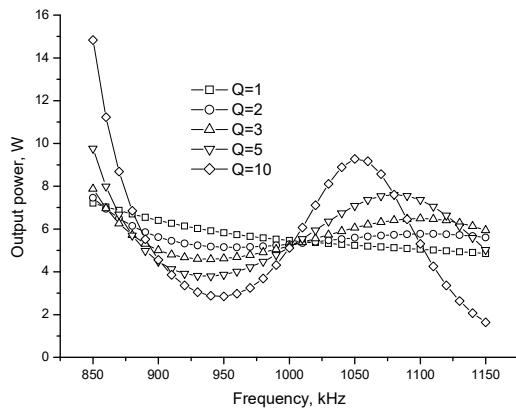


Рис. 4.25. Модельовані залежності вихідної потужності

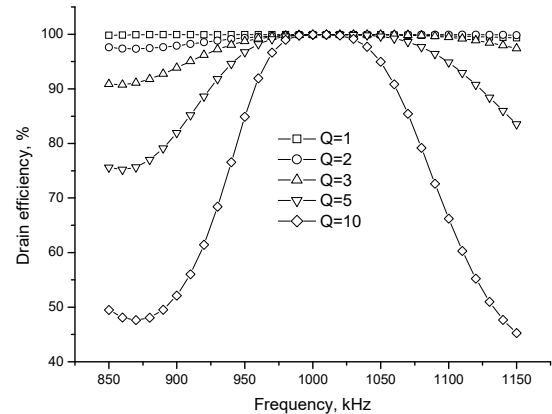


Рис. 4.26. Модельовані залежності стокового ККД

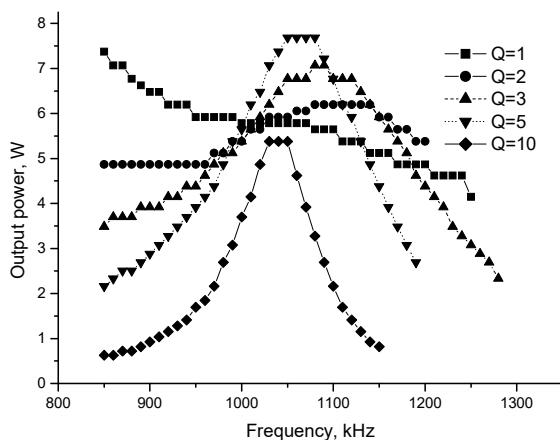


Рис. 4.27. Експериментальні залежності вихідної потужності

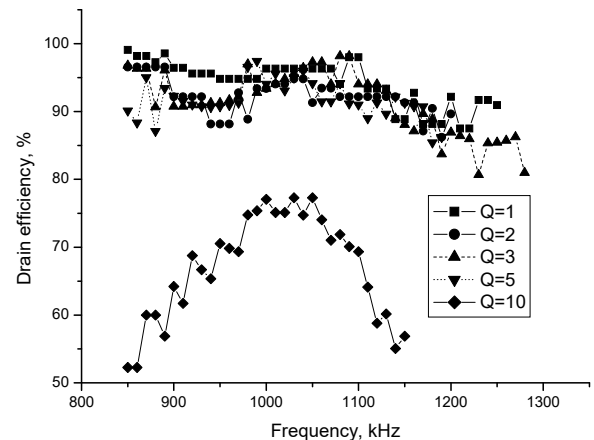


Рис. 4.28. Експериментальні залежності стокового ККД

Макет підсилювача показано на рис. 4.29, опір навантаження складався з чотирьох паралельно з'єднаних резисторів для зменшення паразитної індуктивності. Експериментально отримана форма стокової напруги для добротності паралельного контуру $Q=5$ показана на рис. 4.30. Видно, що

виконуються умови перемикавання класу Е. Спектр вихідної напруги при $Q=5$ показано на рис. 4.31.



Рис. 4.29. Експериментальний макет підсилювача класу Е з паралельним контуром на частоту 1 МГц

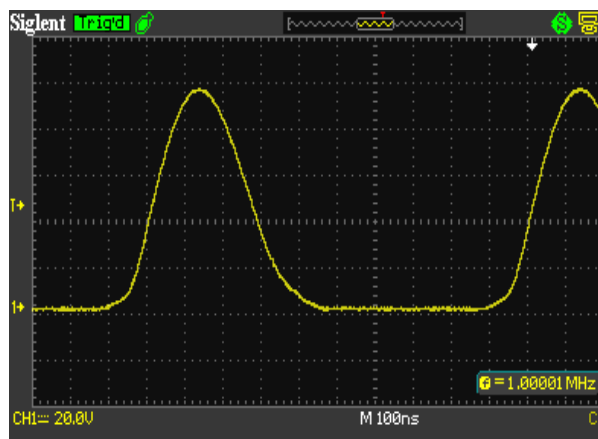


Рис. 4.30. Експериментально отримана форма стокової напруги для $Q=5$

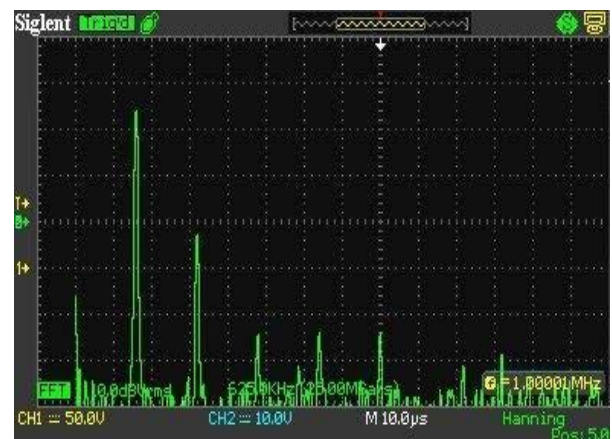


Рис. 4.31. Експериментально отриманий спектр вихідної напруги для $Q=5$

Наступним кроком була оцінка ширини смуги частот, в межах якої виконуються умови класу Е, і отримання значень рівня 2-й і 3-й гармонік відносно рівня основної частоти вихідного сигналу для кожного значення добротності паралельного контуру L_0C_0 . Ці результати показані в табл. 4.2 [86].

Для оцінки смуги частот використовувалися два критерії: умови класу Е та ширина смуги частот, де вихідна потужність не нижча за 3 дБ від максимуму.

Як можна бачити, чим нижча добротність, тим ширша смуга частот, але, в той же час, рівень придушення другої гармоніки відносно низький. Наприклад, для добротності $Q=3$ ми маємо 37% відносної смуги частот із рівнем потужності до -3 дБ від максимуму, але умови класу Е виконуються лише у 14 % смузі частот, в той час як рівень 2-й гармоніки складає близько -22 дБ.

Таблиця 4.2

Характеристики підсилювача в залежності від добротності [86]

Q	Критерій	Нижня границя, МГц	Верхня границя, МГц	Частотний діапазон
1	Межі -3дБ вихідної потужності	—	—	100%
	Межі форм напруги класу Е	0,94	1,22	0,28 МГц 28%
	Рівень придушення гармонік	друга: -10 дБ третя: -26 дБ	друга: -20 дБ третя: -40 дБ	
2	Межі -3дБ вихідної потужності	—	—	100%
	Межі форм напруги класу Е	0,96	1,2	0,24 МГц 24%
	Рівень придушення гармонік	друга: -16 дБ третя: -34 дБ	друга: -24 дБ третя: -40 дБ	
3	Межі -3дБ вихідної потужності	0,86	1,23	0,37 МГц 37%
	Межі форм напруги класу Е	0,96	1,1	0,14 МГц 14%
	Рівень придушення гармонік	друга: -20 дБ третя: -36 дБ	друга: -24 дБ третя: -40 дБ	
5	Межі -3дБ вихідної потужності	0,95	1,16	0,21 МГц 21%
	Межі форм напруги класу Е	0,945	1,05	0,105 МГц 10.5%
	Рівень придушення гармонік	друга: -22 дБ третя: -38 дБ	друга: -28дБ третя: -44 дБ	
10	Межі -3дБ вихідної потужності	0,98	1,09	0,11 МГц 11%
	Межі форм напруги класу Е	0,985	1,015	0,03 МГц 3%
	Рівень придушення гармонік	друга: -32 дБ третя: -46 дБ	друга: -34 дБ третя: -46 дБ	

Таким чином, проведене експериментальне дослідження дає можливість, виходячи із заданих заздалегідь пріоритетів параметрів підсилювача (смуга частот, рівні гармонійних складових) обирати необхідну добротність вихідного

паралельного контуру при проектуванні підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром.

Наступним кроком у дослідженні характеристик підсилювача з паралельним вихідним контуром є дослідження роботи даного підсилювача із ненульовою реактивністю, що включена послідовно з опором навантаження. Вона може являти собою як наперед задані характеристики лінії зв'язку між підсилювачем та навантаженням, так і паразитні реактивні елементи самого навантаження.

Як було описано вище, спочатку була досліджена робота схеми підсилювача на частоту 1 МГц з напругою живлення 24 В без послідовної реактивності. Було отримано 4,4 Вт вихідної потужності з ККД 91,7 % [85]. Форма хвиль стокової та вихідної напруги для випадку з нульовою послідовною реактивністю показана на рис. 4.32.

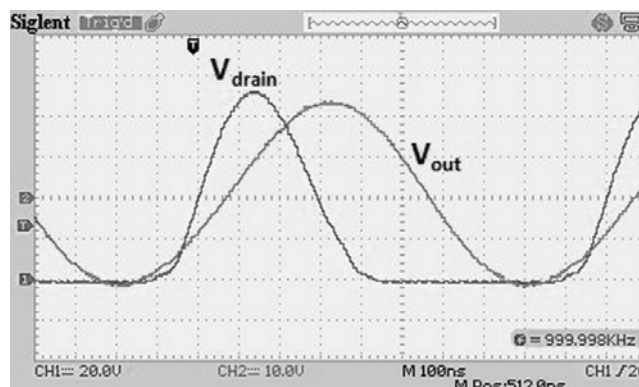


Рис. 4.32. Експериментально отримані форми стокової та вихідної напруги

Наступним кроком було додавання ненульового реактивного опору X послідовно з опором навантаження в схемі і отримання параметрів вихідного кола, при яких будуть виконуватися номінальні умови класу Е. Було експериментально досліджено два випадки ненульової послідовної реактивності: додатне та від'ємне значення, що відповідають індуктивності та ємності послідовно з опором навантаження. Індуктивний реактивний опір дорівнював $X = 0.72R$, що відповідає послідовній індуктивності $L_X = 5.63$ мкГн. Ємнісний реактивний опір дорівнював $X = -0.95R$, що відповідає послідовній ємності $C_X = 3397$ пФ. У табл. 4.3 показані теоретичні, модельовані і експериментальні

значення параметрів підсилювача потужності класу Е з паралельним вихідним контуром і ненульовим послідовним реактивним опором X [85].

Таблиця 4.3

Параметри схеми з ненульовою послідовною реактивністю [85]

	Теорія	Моделювання	Експеримент
$X = 0,72R$	$q=1,364$ $\omega CR=0,235$ $\omega L/R=2,292$ $\frac{RP_{out}}{V_{cc}^2} = 0,486$	$q=1,382$ $\omega CR=0,233$ $\omega L/R=2,247$ $\frac{RP_{out}}{V_{cc}^2} = 0,5$	$q=1,396$ $\omega CR=0,235$ $\omega L/R=2,18$ $\frac{RP_{out}}{V_{cc}^2} = 0,438$
$X = -0,95R$	$q=1,831$ $\omega CR=0,291$ $\omega L/R=1,025$ $\frac{RP_{out}}{V_{cc}^2} = 0,34$	$q=1,75$ $\omega CR=0,282$ $\omega L/R=1,159$ $\frac{RP_{out}}{V_{cc}^2} = 0,3$	$q=1,796$ $\omega CR=0,325$ $\omega L/R=0,953$ $\frac{RP_{out}}{V_{cc}^2} = 0,38$

Як видно з табл. 4.3, експериментально отримані результати дуже близькі до теоретичних і модельованих. Отже, високий ККД і відповідна вихідна потужність можуть бути отримані в високочастотному підсилювачі потужності класу Е з шунтуючою ємністю, паралельним вихідним контуром і послідовним реактивним опором для наперед заданого значення даної реактивності.

На рис. 4.33, 3.34 показані експериментально отримані форми хвиль стокової та вихідної напруги відповідно для випадку послідовної реактивності $X = -0.95R$ та $X = 0.72R$ [85].

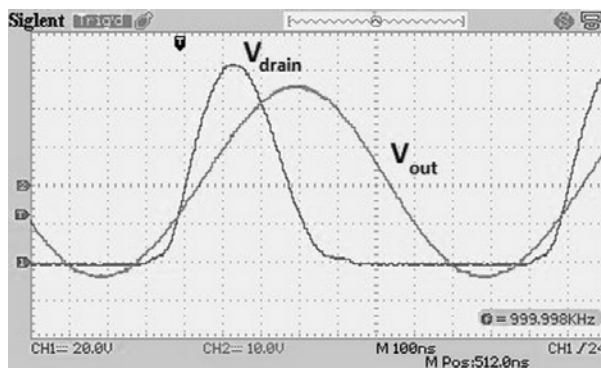


Рис. 4.33. Експериментально отримані форми стокової та вихідної напруги при $X = -0,95R$

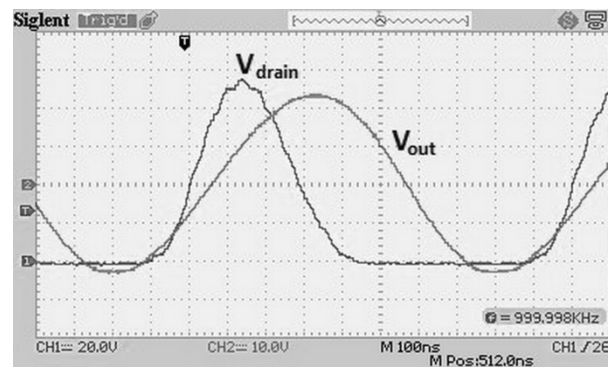


Рис. 4.34. Експериментально отримані форми стокової та вихідної напруги при $X = 0,72$

4.3. Розширення аналізу підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром шляхом додавання додаткового паралельного контуру у схему підсилювача

Розглянемо подальшу модернізацію схеми підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром шляхом додавання у вихідне коло паралельного контуру, що може бути налаштований на гармоніку робочої частоти підсилювача і, в залежності від характеристик отриманого вихідного кола, даний підсилювач може працювати в змішаних режимах. Така реалізація схеми, не зважаючи на ускладнення та збільшення кількості елементів, дозволить зменшити амплітудне значення напруги на активному елементі.

Схема підсилювача з паралельним контуром та додатковим контуром на гармоніку робочої частоти показана на рис. 4.35 а.

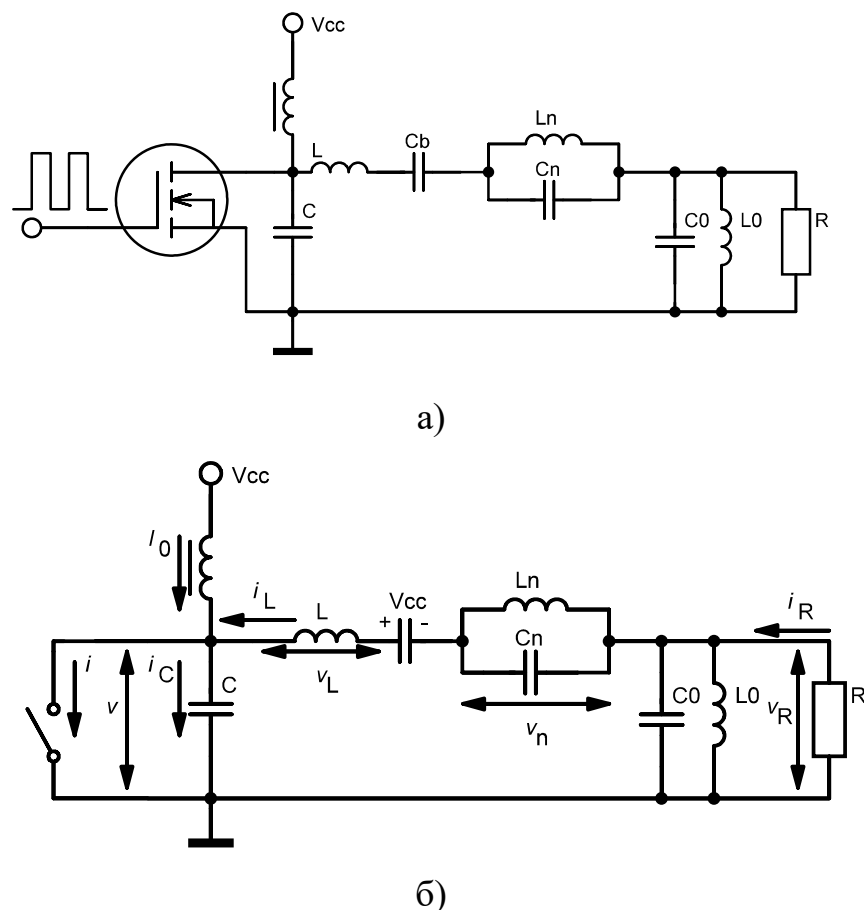


Рис. 4.35. Схема (а) та еквівалентна схема (б) підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром та додатковим контуром

Вихідне коло повторює схему, що використовувалася у підсилювачі з шунтуючою ємністю, послідовною індуктивністю та паралельним вихідними контуром і додатково включає в себе паралельний контур $L_n C_n$, що може бути налаштований на гармоніку робочої частоти.

Для спрощення аналізу роботи схеми введемо деякі припущення, а саме: нульова напруга та опір насичення, нескінченний опір у закритому стані, миттєве перемикання між станами та відсутність втрат на перемикання, постійна шунтуюча ємність та ідеальні елементи паралельних контурів без резистивних втрат.

Ідеальні умови перемикання ключа для підсилювача потужності класу Е у момент часу безпосередньо до перемикання транзистора зі стану ВІМК у стан УВІМК записуються як

$$v(\omega t)|_{\omega t=2\pi} = 0 \quad (4.40)$$

$$\left. \frac{dv(\omega t)}{d\omega t} \right|_{\omega t=2\pi} = 0 \quad (4.41)$$

де $v(\omega t)$ – напруга на ключі.

Також припустимо, що струм через навантаження має синусоїдальну форму:

$$i_R(\omega t) = I_R \sin(\omega t + \phi), \quad (4.42)$$

де I_R – амплітуда струму основної частоти и ϕ початковий фазовий зсув.

Розглянемо проміжок часу $0 \leq \omega t \leq \pi$, коли активний пристрій (ключ) у стані УВІМК

$$v(\omega t) = V_{cc} - v_L(\omega t) - v_n(\omega t) - v_R(\omega t) = 0, \quad (4.43)$$

де

$$v_L(\omega t) = \omega L \frac{di_L(\omega t)}{d\omega t} \quad (4.44)$$

$$v_R(\omega t) = V_R \sin(\omega t + \phi). \quad (4.45)$$

Тут $V_R = I_R R$ – амплітуда напруги на навантаженні.

Струми через елементи резонансного контуру $L_n C_n$ можна записати через напругу на ньому у вигляді:

$$i_{C_n}(\theta) = \omega C_n \frac{dv_n(\theta)}{d\theta}, i_{L_n}(\theta) = \frac{1}{\omega L_n} \int_0^\theta v_n(\theta) d\theta, \quad (4.45a)$$

Тут і надалі введено перепозначення $\theta = \omega t$.

При $v(\omega t) = 0$ з формули (4.43) маємо:

$$V_{cc} - v_n(\omega t) - v_R(\omega t) = v_L(\omega t).$$

Струм через шунтуючу ємність C дорівнює

$$i_C(\omega t) \omega C \frac{dv(\omega t)}{d\omega t} = 0. \quad (4.46)$$

Тому можемо записати

$$i(\omega t) = i_L(\omega t). \quad (4.47)$$

Запишемо струм через індуктивність L , використовуючи (4.44) та (4.43):

$$i_L(\theta) = \frac{1}{\omega L} \int_0^{\omega t} V_{cc} d\theta - \frac{1}{\omega L} \int_0^{\omega t} V_n(\theta) d\theta + \frac{V_R}{\omega L} \cos(\theta + \phi) + i_L(0). \quad (4.48)$$

З іншого боку, струм через індуктивність L можна записати у вигляді

$$i_L(\theta) = I_0 + I_{C_n}(\theta) + I_{L_n}(\theta)$$

Далі зробимо перетворення та отримаємо рівняння відносно невідомої напруги на паралельному контурі $L_n C_n$.

$$\begin{aligned} \frac{1}{\omega L} \int_0^{\omega t} V_{cc} d\theta - \frac{1}{\omega L} \int_0^{\omega t} v_n(\theta) d\theta + \frac{V_R}{\omega L} \cos(\theta + \phi) + i_L(0) = \\ = I_0 + \omega C_n \frac{dv_n(\theta)}{d\theta} + \frac{1}{\omega L_n} \int_0^\theta v_n(\theta) d\theta, \\ \frac{1}{\omega L} V_{cc} - \frac{1}{\omega L} v_n(\theta) - \frac{V_R}{\omega L} \sin(\theta + \phi) = \omega C_n \frac{d^2 v_n(\theta)}{d\theta^2} + \frac{1}{\omega L_n} v_n(\theta), \\ \frac{1}{\omega L} V_{cc} - \frac{V_R}{\omega L} \sin(\theta + \phi) = \omega C_n \frac{d^2 v_n(\theta)}{d\theta^2} + \left(\frac{1}{\omega L_n} + \frac{1}{\omega L} \right) v_n(\theta), \\ \omega^2 C_n L \frac{d^2 v_n(\theta)}{d\theta^2} + \left(\frac{L}{L_n} + 1 \right) v_n(\theta) = V_{cc} - V_R \sin(\theta + \phi), \end{aligned} \quad (4.49)$$

Зробимо перепозначення:

$$\frac{LL_n}{L+L_n} = L_\Sigma, p = \frac{1}{\omega \sqrt{C_n L_\Sigma}}, q_n = \frac{1}{\omega \sqrt{C_n L_n}}.$$

І далі

$$\omega^2 C_n \frac{LL_n}{L+L_n} = \omega^2 C_n L_n \cdot \frac{L}{L+L_n} = \frac{1}{q_n^2} \cdot \frac{L}{L+L_n} = \frac{1}{p^2}$$

та

$$p = q_n \sqrt{\frac{L+L_n}{L}} = q_n \sqrt{1 + \frac{L_n}{L}}. \quad (4.50)$$

Тут q_n – резонансна частота паралельного контуру $L_n C_n$, p – власна частота цього ж контуру, включеного у вихідне коло підсилювача.

Запишемо диференційне рівняння відносно напруги на контурі $L_n C_n$.

$$\frac{1}{p^2} \frac{d^2 v_n(\theta)}{d\theta^2} + v_n(\theta) = a_n V_{cc} - a_n V_R \sin(\theta + \phi), \quad (4.51)$$

$$a_n = \left(\frac{L}{L_n} + 1 \right)^{-1} = \left(\frac{L+L_n}{L_n} \right)^{-1} = \frac{L_n}{L+L_n} = \frac{\frac{L_n}{L}}{1 + \frac{L_n}{L}}.$$

У нормованому вигляді для $\bar{v}_n(\theta) = v_n(\theta) / a_n V_{cc}$ рівняння можна записати як

$$\frac{1}{p^2} \frac{d^2 \bar{v}_n(\theta)}{d\theta^2} + \bar{v}_n(\theta) = 1 - \frac{V_R}{V_{cc}} \sin(\theta + \phi).$$

Розв'язок диференційного рівняння (4.51) має вигляд:

$$\begin{aligned} \bar{v}_n(\theta) &= B_1 \cos p\theta + B_2 \sin p\theta + 1 + \frac{p^2}{1-p^2} \cdot \frac{V_R}{V_{cc}} \sin(\theta + \phi), \\ v_n(\theta) &= a_n V_{cc} \left[B_1 \cos p\theta + B_2 \sin p\theta + 1 + \frac{p^2}{1-p^2} \cdot \frac{V_R}{V_{cc}} \sin(\theta + \phi) \right]. \end{aligned} \quad (4.52)$$

Враховуючи умову періодичності отримуємо:

$$\begin{aligned} \frac{v_n(0)}{V_{cc}} &= \frac{v_n(2\pi)}{V_{cc}}; \bar{v}_n(0) = \bar{v}_n(2\pi), \\ B_1 &= B_1 \cos 2\pi p + B_2 \sin 2\pi p, \\ (1 - \cos 2\pi p) B_1 &= \sin 2\pi p \cdot B_2, \\ B_1 &= \frac{\sin 2\pi p}{1 - \cos 2\pi p} \cdot B_2 = \cot \pi p \cdot B_2. \end{aligned} \quad (4.53)$$

Або

$$\begin{aligned} \frac{v_n(0)}{V_{cc}} &= \frac{v_n(\pi)}{V_{cc}}; \bar{v}_n(0) = \bar{v}_n(\pi), \\ B_1 &= B_1 \cos \pi p + B_2 \sin \pi p, \\ (1 - \cos \pi p) B_1 &= \sin \pi p \cdot B_2, \\ B_1 &= \frac{\sin \pi p}{1 - \cos \pi p} \cdot B_2 = \cot \frac{\pi p}{2} \cdot B_2. \end{aligned} \quad (4.54)$$

Використовуючи варіант (4.53) для періодичності у 2π отримуємо

$$B_1 \cos p\theta + B_2 \sin p\theta = (\cot p\pi \cdot \cos p\theta + \sin p\theta) B_2 \frac{\cos p\pi \cdot \cos p\theta + \sin p\pi \cdot \sin p\theta}{\sin p\pi} =$$

$$= \frac{\cos p(\theta - \pi)}{\sin p\pi} B_2. \quad (4.55)$$

Тоді розв'язок диференційного рівняння (4.51) може бути записаний у вигляді

$$v_n(\theta) = a_n V_{cc} \left[\frac{\cos p(\theta - \pi)}{\sin p\pi} B_2 + 1 + \frac{p^2}{1 - p^2} \cdot \frac{V_R}{V_{cc}} \sin(\theta + \phi) \right]. \quad (4.56)$$

Далі для описання напруги на паралельному контурі $L_n C_n$ будемо використовувати тільки загальний розв'язок однорідного рівняння:

$$\frac{v_n(\theta)}{V_{cc}} = a_n \frac{\cos p(\theta - \pi)}{\sin p\pi} B_2 = V_p \frac{\cos p(\theta - \pi)}{\sin p\pi}, \quad V_p = a_n B_2. \quad (4.57)$$

У початковий момент часу значення струму через ключ $i(0) = 0$, тому початкове значення струму через індуктивність $i_L(\omega t)$ при $\omega t = 0$ може бути визначене, використовуючи (4.47) та (4.48) як

$$i_L(0) = \frac{1}{\omega L} \int_0^0 v_n(\theta) d\theta - \frac{V_R}{\omega L} \cos \phi = \frac{V_{cc}}{\omega L} \int_0^0 V_p \frac{\cos p(\theta - \pi)}{\sin p\pi} d\theta - \frac{V_R}{\omega L} \cos \phi =$$

$$= -\frac{V_{cc} V_p}{\omega L p} - \frac{V_R}{\omega L} \cos \phi. \quad (4.58)$$

Таким чином, виходячи з (4.48) та (4.58) можна записати вираз для струму

$$i(\theta) = \frac{V_{cc}}{\omega L} \theta - \frac{V_{cc}}{\omega L} \int_0^{\omega t} V_p \frac{\cos p(\theta - \pi)}{\sin p\pi} d\theta + \frac{V_R}{\omega L} \cos(\theta + \phi) -$$

$$- \frac{V_{cc} V_p}{\omega L p} - \frac{V_R}{\omega L} \cos \phi =$$

$$= \frac{V_{cc}}{\omega L} \theta - \frac{V_{cc}}{\omega L} \frac{1}{p} V_p \frac{\sin p(\theta - \pi)}{\sin p\pi} + \frac{V_R}{\omega L} \cos(\theta + \phi) - \frac{V_{cc} V_p}{\omega L p} - \frac{V_R}{\omega L} \cos \phi =$$

$$= \frac{V_{cc}}{\omega L} \theta - \frac{V_{cc}}{\omega L} \frac{1}{p} V_p \left[\frac{\sin p(\theta - \pi)}{\sin p\pi} + 1 \right] + \frac{V_R}{\omega L} (\cos(\theta + \phi) - \cos \phi)$$

$$i(\theta) = \frac{V_{cc}}{\omega L} \theta - \frac{V_{cc}}{\omega L} \frac{1}{p} V_p \left[\frac{\sin p(\theta - \pi)}{\sin p\pi} + 1 \right] + (\cos(\theta + \phi) - \cos \phi) \frac{V_R}{\omega L}. \quad (4.59)$$

Далі розглянемо проміжок часу $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$, коли активний пристрій (ключ) у стані ВИМК. Струм через ключ не протікає, тобто $i(\omega t) = 0$, тому струм через ємність може бути записаний як $i_C(\omega t) = i_L(\omega t)$, або

$$\begin{aligned}
i_C(\theta) &= \omega C \frac{dv(\theta)}{d\theta} = \frac{1}{\omega L} \int_{\pi}^{\omega t} v_L(\theta) d\theta + i_L(\pi) = \\
&= \frac{1}{\omega L} \int_{\pi}^{\omega t} [V_{cc} - v(\theta) - v_n(\theta) - v_R(\theta)] d\theta + i_L(\pi). \quad (4.60)
\end{aligned}$$

На початку проміжку часу знаходження ключа у стані ВИМК напруга на ключі $v(\pi) = 0$, а для струму, виходячи з (4.59) можна отримати вираз

$$i_C(\pi) = \frac{V_{cc}}{\omega L} \pi - \frac{V_{cc}}{\omega L} \frac{1}{p} V_p - 2 \cos \phi \frac{V_R}{\omega L} = \frac{\pi V_{cc} - V_{cc} \frac{1}{p} V_p - 2 \cos \phi \cdot V_R}{\omega L}. \quad (4.61)$$

Рівняння (4.60) може бути представлене у формі лінійного неоднорідного диференційного рівняння другого порядку

$$\begin{aligned}
\omega^2 LC \frac{d^2 v(\theta)}{d\theta^2} + v(\theta) - V_{cc} + v_n(\theta) + V_R \sin(\theta + \phi) &= 0, \\
\omega^2 LC \frac{d^2 v(\theta)}{d\theta^2} + v(\theta) - V_{cc} + V_p V_{cc} \frac{\cos p(\theta - \pi)}{\sin \pi p} + V_R \sin(\theta + \phi) &= 0. \quad (4.62)
\end{aligned}$$

Загальний розв'язок у нормованому вигляді:

$$\begin{aligned}
\frac{v(\theta)}{V_{cc}} &= C_1 \cos q\theta + C_2 \sin q\theta + 1 - \\
&- V_p \frac{q^2}{q^2 - p^2} \cdot \frac{\cos p(\theta - \pi)}{\sin \pi p} - \frac{V_R}{V_{cc}} \frac{q^2}{q^2 - 1} \sin(\theta + \phi). \quad (4.63)
\end{aligned}$$

Тут

$$q = \frac{1}{\omega \sqrt{LC}} \quad (4.64)$$

Далі, аналогічно до перетворень, проведених вище, можна отримати значення коефіцієнтів:

$$\begin{aligned}
C_1 &= -\cos q\pi - q\pi \sin q\pi + \left[\cos q\pi \cdot \frac{1}{\sin q\pi} \frac{q}{q^2 - p^2} + \sin q\pi \cdot \frac{1}{p} \right] \cdot q V_p + \\
&+ \frac{q}{1 - q^2} [q \cos q\pi \cdot \sin \phi + \sin q\pi \cdot \cos \phi (1 - 2q^2)] \frac{V_R}{V_{cc}} \quad (4.65)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
C_2 &= -\sin q\pi - q\pi \cos q\pi + \left[\sin q\pi \cdot \frac{1}{\sin q\pi} \frac{q}{q^2 - p^2} + \cos q\pi \cdot \frac{1}{p} \right] \cdot q V_p + \\
&+ \frac{q}{1 - q^2} [q \sin q\pi \cdot \sin \phi - \cos q\pi \cdot \cos \phi (1 - 2q^2)] \frac{V_R}{V_{cc}} \quad (4.66)
\end{aligned}$$

Введемо позначення $d_n = \frac{L_n}{L}$, тоді з (4.11), $p = q_n \sqrt{\frac{L + L_n}{L}} = q_n \sqrt{1 + d_n}$.

Далі створимо систему рівнянь для знаходження форм хвиль струму та напруги. Застосуємо перетворення Фур'є для знаходження значення амплітуди напруги на навантаженні:

$$V_R = -\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(\omega t) \sin(\omega t + \phi) d\omega t. \quad (4.67)$$

Також врахуємо, що напруга на ключі дорівнює нулю для проміжку часу знаходження ключа у стані УВІМК $0 \leq \omega t \leq \pi$ та може бути описана формулою (4.63) для проміжку часу $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$.

Далі формуємо систему рівнянь, використовуючи умови класу Е для напруги та для похідної напруги (тут і надалі римськими цифрами позначена нумерація рівнянь при використанні у Mathcad файлі розрахунку, зміст якого наведено у Додатку Г):

$$\frac{v(2\pi)}{V_{cc}} = C_1 \cos(2\pi q) + C_2 \sin(2\pi q) + 1 - V_p \frac{q^2}{q^2 - p^2} \cdot \frac{\cos \pi p}{\sin \pi p} - \frac{V_R}{V_{cc}} \frac{q^2}{q^2 - 1} \sin \phi = 0 \quad (I)$$

$$\frac{d}{d\theta} \frac{v(2\pi)}{V_{cc}} = q C_1 \sin(2\pi q) + q C_2 \cos(2\pi q) + V_p \frac{q^2}{q^2 - p^2} \cdot p - \frac{V_R}{V_{cc}} \frac{q^2}{q^2 - 1} \cos \phi = 0 \quad (II)$$

Розрахуємо інтеграл (4.67) для знаходження амплітуди напруги на навантаженні, підставивши у нього вираз (4.63)

$$\frac{V_R}{V_{cc}} = -\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \left(C_1 \cos q \theta + C_2 \sin q \theta + 1 - V_p \cdot \frac{\cos p(\theta - \pi)}{\sin \pi p} \frac{q^2}{q^2 - p^2} - \frac{V_R}{V_{cc}} \cdot \frac{q^2}{q^2 - 1} \sin(\theta + \phi) \right) \sin(\theta + \phi) d\theta \quad (4.68)$$

При розрахунку для спрощення використаємо нескладні, але громіздкі перетворення для інтегралів тригонометричних функцій:

$$\begin{aligned} \int_0^{2\pi} \sin^2(t + \phi) dt &= \int_0^{2\pi} \frac{1 - \cos 2(t + \phi)}{2} d(t + \phi) = \pi - \int_0^{2\pi} \frac{\cos 2(t + \phi)}{2} d(t + \phi) \\ &= \pi - \frac{1}{4} \sin 2(t + \phi) \Big|_0^{2\pi} = \pi \\ \int_{\pi}^{2\pi} \cos q t \sin(t + \phi) dt &= -\frac{2}{1 - q^2} \cos \frac{\pi q}{2} \cdot \left(\cos \frac{3}{2} \pi q \cos \phi + q \sin \frac{3}{2} \pi q \sin \phi \right). \\ \int_{\pi}^{2\pi} \sin q t \cdot \sin(t + \phi) dt &= \frac{2}{1 - q^2} \cos \frac{\pi q}{2} \left(-\cos \phi \sin \frac{3}{2} \pi q + q \sin \phi \cos \frac{3}{2} \pi q \right). \\ \int_{\pi}^{2\pi} \sin(y + \phi) dy &= -\cos(y + \phi) \Big|_{\pi}^{2\pi} = -\cos(2\pi + \phi) + \cos(\pi + \phi) = -2 \cos \phi. \end{aligned}$$

Також використаємо формулу для інтеграла, що залежить від чотирьох параметрів та містить тригонометричні вирази. Докладні перетворення для цього та наступних інтегралів від тригонометричних виразів наведені в додатку В.

$$\begin{aligned}
I(q, \phi, p, \varphi) &= \int_{\pi}^{2\pi} \sin(qt + \phi) \sin(pt + \varphi) dt = \\
&= \frac{1}{2} \left(\int_{\pi}^{2\pi} \cos((q-p)t + \phi - \varphi) dt \right. \\
&\quad \left. - \int_{\pi}^{2\pi} \cos((q+p)t + \phi + \varphi) dt \right) = \\
&= \sin \frac{\pi}{2} (q-p) \frac{\cos(\frac{3\pi}{2}(q-p) + \phi - \varphi)}{q-p} - \sin \frac{\pi}{2} (q+p) \frac{\cos(\frac{3\pi}{2}(q+p) + \phi + \varphi)}{q+p} \quad (4.69)
\end{aligned}$$

Якщо параметр $q = p$, то (4.69) записується як:

$$I(q, \phi, q, \varphi) = \frac{1}{2} \left(\pi \cdot \cos(\phi - \varphi) - \frac{1}{q} \sin q \pi \cos(3q\pi + \phi + \varphi) \right) \quad (4.70)$$

Таким чином, можна записати, що значення інтегралу

$$\begin{aligned}
\int_{\pi}^{2\pi} \cos p (\pi - t) \sin(t + \phi) dt &= \int_{\pi}^{2\pi} \cos p (t - \pi) \sin(t + \phi) dt = \\
&= \int_{\pi}^{2\pi} \sin(t + \phi) \sin\left(p(t - \pi) + \frac{\pi}{2}\right) dt = I\left(1, \phi, p, \frac{\pi}{2} - p\pi\right). \quad (4.71)
\end{aligned}$$

Підставивши дані перетворення у вираз для амплітуди напруги на навантаженні (4.67) отримуємо третє рівняння системи.

$$\begin{aligned}
\frac{V_R}{V_{cc}} &= -\frac{1}{\pi} \left(-C_1 \frac{2}{1-q^2} \cos \frac{\pi q}{2} \cdot \left(\cos \frac{3}{2} \pi q \cos \phi + q \sin \frac{3}{2} \pi q \sin \phi \right) + \right. \\
&\quad \left. + C_2 \frac{2}{1-q^2} \cos \frac{\pi q}{2} \left(-\cos \phi \sin \frac{3}{2} \pi q + q \sin \phi \cos \frac{3}{2} \pi q \right) - \right. \\
&\quad \left. - 2 \cos \phi - \frac{q^2}{q^2-1} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{V_R}{V_{cc}} - V_p \frac{1}{\sin \pi p} \frac{q^2}{q^2-p^2} \cdot I\left(1, \phi, p, \frac{\pi}{2} - p\pi\right) \right) \\
&\quad - C_1 \frac{2}{1-q^2} \cos \frac{\pi q}{2} \cdot \left(\cos \frac{3}{2} \pi q \cos \phi + q \sin \frac{3}{2} \pi q \sin \phi \right) + \\
&\quad + C_2 \frac{2}{1-q^2} \cos \frac{\pi q}{2} \left(-\cos \phi \sin \frac{3}{2} \pi q + q \sin \phi \cos \frac{3}{2} \pi q \right) - \\
&\quad - 2 \cos \phi + \left(\pi - \frac{q^2}{q^2-1} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \cdot \frac{V_R}{V_{cc}} - V_p \frac{1}{\sin \pi p} \frac{q^2}{q^2-p^2} \cdot I\left(1, \phi, p, \frac{\pi}{2} - p\pi\right) = 0. \quad (III)
\end{aligned}$$

Також зауважимо, що

$$\left(\pi - \frac{q^2}{q^2-1} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \frac{V_R}{V_{cc}} = \frac{\pi}{2} \frac{V_R}{V_{cc}} \left(2 - \frac{q^2}{q^2-1} \right) = \frac{\pi}{2} \frac{V_R}{V_{cc}} \left(2 + \frac{q^2}{1-q^2} \right).$$

Через те, що додавання контуру $L_n C_n$ передбачає отримання більш плоских форм хвиль напруги на ключі, накладемо умову на отримання локального мінімуму напруги у деякій точці, що відповідає моменту часу $\theta = y_0$. Умови накладаються на першу та другу похідну напруги у точці y_0 .

$$\begin{aligned}
\frac{d}{d\theta} \left(\frac{v(\theta)}{V_{cc}} \right) &= -qC_1 \sin q y_0 + qC_2 \cos q y_0 + V_p \frac{1}{\sin \pi p} \frac{q^2}{q^2 - p^2} \cdot p \sin p (y_0 - \pi) - \\
&\quad - \frac{V_R}{V_{cc}} \cdot \frac{q^2}{q^2 - 1} \cdot \cos(y_0 + \phi) = 0, \\
-C_1 \sin q y_0 + C_2 \cos q y_0 + V_p \frac{1}{\sin \pi p} \frac{q \cdot p}{q^2 - p^2} \sin p (y_0 - \pi) - \\
&\quad - \frac{V_R}{V_{cc}} \cdot \frac{q}{q^2 - 1} \cdot \cos(y_0 + \phi) = 0.
\end{aligned} \tag{V}$$

$$\begin{aligned}
\frac{d^2}{dy^2} \left(\frac{v(\omega t)}{V_{cc}} \right) &= -q^2 C_1 \cos q y_0 - q^2 C_2 \sin q y_0 + V_p \frac{1}{\sin \pi p} \frac{q^2}{q^2 - p^2} \cdot p^2 \cos p (y_0 - \pi) + \\
&\quad + \frac{V_R}{V_{cc}} \cdot \frac{q^2}{q^2 - 1} \cdot \sin(y_0 + \phi) > 0, \\
-C_1 \cos q y_0 - C_2 \sin q y_0 + V_p \frac{1}{\sin \pi p} \cdot \frac{p^2}{q^2 - p^2} \cdot \cos p (y_0 - \pi) + \frac{V_R}{V_{cc}} \cdot \frac{1}{q^2 - 1} \cdot \sin(y_0 + \phi) &> 0 \tag{VI}
\end{aligned}$$

Далі запишемо вираз для постійної складової струму, що протікає через джерело живлення.

$$\begin{aligned}
I_0 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i(\omega t) d\omega t = \\
&= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left[\frac{V_{cc}}{\omega L} \theta - \frac{V_{cc}}{\omega L} \frac{1}{p} V_p \left[\frac{\sin p(\theta - \pi)}{\sin \pi p} + 1 \right] + (\cos(\theta + \phi) - \cos \phi) \frac{V_R}{\omega L} \right] d\theta = \tag{4.72} \\
&= \frac{1}{2\pi} \left[\frac{V_{cc}}{\omega L} \frac{\pi^2}{2} - \frac{V_{cc}}{\omega L} \frac{1}{p} V_p \left[-\frac{1 - \cos \pi p}{p \cdot \sin \pi p} + \pi \right] - (2 \sin \phi + \pi \cos \phi) \frac{V_R}{\omega L} \right]
\end{aligned}$$

Скористаємося інтегралом

$$\begin{aligned}
\int_0^\pi (\cos(\theta + \phi) - \cos \phi) d\theta &= \sin(\theta + \phi) \Big|_0^\pi - \pi \cos \phi \\
&= \sin(\pi + \phi) - \sin \phi - \pi \cos \phi = -2 \sin \phi - \pi \cos \phi.
\end{aligned}$$

Та отримаємо

$$\begin{aligned}
I_0 &= \frac{1}{2\pi} \left[\frac{V_{cc}}{\omega L} \frac{\pi^2}{2} - \frac{V_{cc}}{\omega L} \frac{1}{p} V_p \left[-\frac{1 - \cos \pi p}{p \cdot \sin \pi p} + \pi \right] - (2 \sin \phi + \pi \cos \phi) \frac{V_R}{\omega L} \right] = \\
&= \frac{1}{2\pi} \frac{V_{cc}}{\omega L} \left[\frac{\pi^2}{2} - \frac{1}{p} V_p \left[\pi - \frac{\tan\left(\frac{\pi p}{2}\right)}{p} \right] - (2 \sin \phi + \pi \cos \phi) \frac{V_R}{V_{cc}} \right] \tag{4.73}
\end{aligned}$$

Враховуючи вираз для струму (4.59) отримаємо нормоване значення струму через ключ:

$$\begin{aligned} \frac{i(\theta)}{I_0} &= \frac{\frac{V_{cc}}{\omega L} \theta - \frac{V_{cc}}{\omega L} \frac{1}{p} V_p \left[\frac{\sin p(\theta - \pi)}{\sin \pi p} + 1 \right] + (\cos(\theta + \phi) - \cos \phi) \frac{V_R}{\omega L}}{\frac{1}{2\pi} \frac{V_{cc}^2}{\omega L} \left[\frac{\pi^2}{2} - \frac{1}{p} V_p \left[\pi - \frac{\operatorname{tg}\left(\frac{\pi p}{2}\right)}{p} \right] - (2 \sin \phi + \pi \cos \phi) \frac{V_R}{V_{cc}} \right]} = \\ &= 2\pi \frac{\theta - \frac{1}{p} V_p \left[\frac{\sin p(\theta - \pi)}{\sin \pi p} + 1 \right] + (\cos(\theta + \phi) - \cos \phi) \frac{V_R}{V_{cc}}}{\frac{\pi^2}{2} - \frac{1}{p} V_p \left[\pi - \frac{\operatorname{tg}\left(\frac{\pi p}{2}\right)}{p} \right] - (2 \sin \phi + \pi \cos \phi) \frac{V_R}{V_{cc}}}. \end{aligned} \quad (4.74)$$

Враховуючи припущення про ідеальність компонентів та відсутність втрат потужності, можемо записати рівняння для балансу потужності, що береться від джерела живлення та виділяється на навантаженні за умови синусоїдальної вихідної напруги:

$$I_0 V_{cc} = \frac{V_R^2}{2R},$$

$$\frac{1}{2\pi} \frac{V_{cc}^2}{\omega L} \left[\frac{\pi^2}{2} - \frac{1}{p} V_p \left[\pi - \frac{\operatorname{tg}\left(\frac{\pi p}{2}\right)}{p} \right] - (2 \sin \phi + \pi \cos \phi) \frac{V_R}{V_{cc}} \right] = \frac{V_R^2}{2R}$$

І отримуємо вираз для індуктивності

$$\frac{\omega L}{R} = \frac{\frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi^2}{2} + V_p \frac{\operatorname{tg}\left(\frac{\pi p}{2}\right) - p\pi}{p^2} - (2 \sin \phi + \pi \cos \phi) \frac{V_R}{V_{cc}} \right]}{\left(\frac{V_R}{V_{cc}} \right)^2} \quad (4.75)$$

Далі, вважаючи контур $L_n C_n$ ідеальним та налаштованим на гармоніку робочої частоти, накладемо умову на те, що на даному контурі повністю виділяється лише ця n -та гармоніка напруги. Тобто, для цілого n та для $n = 2$ або $n = 3$ вірна формула для нормованої амплітуди гармоніки:

$$\frac{V_{p,n}}{V_{cc}} = \bar{V}_{p,n} = -\frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} \frac{v(\omega t)}{V_{cc}} \cdot \cos(n\omega t + \varphi_n) d\omega t. \quad (4.76)$$

Тут $\bar{V}_{p,n}$ – амплітуда n -ої гармоніки розкладання напруги на контурі.

Запишемо вираз для нормованої напруги на даному контурі:

$$\begin{aligned} \frac{v_n(\theta)}{V_{cc}} &= V_p \frac{\cos p(\theta - \pi)}{\sin \pi p} = \sum_{n=1}^N \bar{V}_{p,n} \cos(n\theta + \varphi_n), \\ \bar{V}_{p,n} &= V_p \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\cos p(\theta - \pi)}{\sin \pi p} \cos(n\theta + \varphi_n) d\theta. \end{aligned} \quad (4.77)$$

Значення інтегралу

$$I_{c1}(n, \varphi_n, p) = \int_0^{2\pi} \cos(n\theta + \varphi_n) \cos p(\theta - \pi) d\theta = -2 \cos \varphi_n \sin p\pi \frac{p}{n^2 - p^2}$$

Таким чином, отримаємо з (4.77) вираз для амплітуди n-ої гармоніки на контурі:

$$\bar{V}_{p,n} = -V_p \frac{2}{\pi} \cos \varphi_n \cdot \frac{p}{n^2 - p^2} = V_p \frac{1}{\pi} \frac{I_{c1}(n, \varphi_n, p)}{\sin p\pi} = V_p \frac{1}{\pi} \bar{I}_{c1}(n, \varphi_n, p).$$

Тоді для однієї гармоніки маємо:

$$\begin{aligned} \bar{V}_{p,n} &= -\bar{V}_p \frac{1}{\pi} 2 \cos \varphi_n \cdot \frac{p}{n^2 - p^2} = \bar{V}_p \frac{1}{\pi} \bar{I}_{c1}(n, \varphi_n, p) = \\ &= -\frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} v(\omega t) \cdot \cos(n\theta + \varphi_n) d\omega t \end{aligned} \quad (4.78)$$

Тут φ_n – початкова фаза даної гармоніки.

Виходячи з виразу (4.63) для напруги, маємо:

$$\begin{aligned} \bar{V}_{p,n} &= -\frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} \frac{v(\theta)}{V_{cc}} \cdot \cos(n\theta + \varphi_n) d\theta = \\ &= -\frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} \left[C_1 \cos q\theta + C_2 \sin q\theta + 1 - \bar{V}_p \frac{q^2}{q^2 - p^2} \cdot \frac{\cos p(\theta - \pi)}{\sin p\pi} - \frac{V_R}{V_{cc}} \cdot \frac{q^2}{q^2 - 1} \cdot \sin(\theta + \phi) \right] \\ &\quad \times \cos(n\theta + \varphi_n) d\theta \end{aligned} \quad (4.79)$$

Знову скористаємося перетвореннями для інтегралів тригонометричних функцій, які докладно наведені у додатку В. Введемо позначення:

$$\begin{aligned} I_c(q, \phi, p, \varphi) &= \int_{\pi}^{2\pi} \cos(qt + \phi) \cos(pt + \varphi) dt = \\ &= \sin \frac{\pi}{2} (q - p) \frac{\cos \left(\frac{3\pi}{2} (q - p) + \phi - \varphi \right)}{q - p} + \sin \frac{\pi}{2} (q + p) \frac{\cos \left(\frac{3\pi}{2} (q + p) + \phi + \varphi \right)}{q + p}. \end{aligned}$$

$$I_s(q, \phi, p, \varphi) = \int_{\pi}^{2\pi} \sin(qt + \phi) \cos(pt + \varphi) dt = I_c \left(q, \phi - \frac{\pi}{2}, p, \varphi \right).$$

$$\begin{aligned} I_{c2}(n, \varphi_n, p) &= \int_{\pi}^{2\pi} \cos(n\theta + \varphi_n) \cos p(\theta - \pi) d\theta = \\ &= \frac{1}{n^2 - p^2} [n(\sin \varphi_n \cos p\pi - \sin(\pi n + \varphi_n)) - p \cos \varphi_n \sin p\pi] \end{aligned}$$

$$\int_{\pi}^{2\pi} \cos(nt + \varphi_n) dt = \frac{1}{n} (\sin(2\pi n + \varphi_n) - \sin(\pi n + \varphi_n)) = \frac{1}{n} (1 - \cos(\pi n)) \cdot \sin(\varphi_n).$$

Тоді (4.79) можна записати у вигляді

$$\bar{V}_{p,n} = V_p \frac{1}{\pi} \bar{I}_{c1}(n, \varphi_n, p) = -\frac{1}{\pi} \left[C_1 I_c(q, 0, n, \varphi_n) + C_2 I_c\left(q, -\frac{\pi}{2}, n, \varphi_n\right) + \frac{1}{n} (1 - \cos(\pi n)) \cdot \sin(\varphi_n) - \right. \\ \left. -V_p \frac{q^2}{q^2 - p^2} \cdot \frac{I_{c2}(n, \varphi_n, p)}{\sin \pi p} - \frac{V_R}{V_{cc}} \cdot \frac{q^2}{q^2 - 1} \cdot I_c\left(1, \phi - \frac{\pi}{2}, n, \varphi_n\right) \right. \\ \left. C_1 I_c(q, 0, n, \varphi_n) + C_2 I_c\left(q, -\frac{\pi}{2}, n, \varphi_n\right) + \frac{1}{n} (1 - \cos(\pi n)) \cdot \sin(\varphi_n) - \right. \\ \left. -V_p \frac{q^2}{q^2 - p^2} \cdot \frac{I_{c2}(n, \varphi_n, p)}{\sin \pi p} - \frac{V_R}{V_{cc}} \cdot \frac{q^2}{q^2 - 1} \cdot I_c\left(1, \phi - \frac{\pi}{2}, n, \varphi_n\right) + V_p \bar{I}_{c1}(n, \varphi_n, p) = 0, \right. \\ \left. \frac{I_{c2}(n, \varphi_n, p)}{\sin \pi p} = \bar{I}_{c2}(n, \varphi_n, p) \right]$$

Отримуємо рівняння:

$$C_1 I_c(q, 0, n, \varphi_n) + C_2 I_c\left(q, -\frac{\pi}{2}, n, \varphi_n\right) + \frac{1}{n} (1 - \cos(\pi n)) \cdot \sin(\varphi_n) - \\ - \frac{V_R}{V_{cc}} \cdot \frac{q^2}{q^2 - 1} \cdot I_c\left(1, \phi - \frac{\pi}{2}, n, \varphi_n\right) + V_p \left[\bar{I}_{c1}(n, \varphi_n, p) - \frac{q^2}{q^2 - p^2} \cdot \bar{I}_{c2}(n, \varphi_n, p) \right] = 0. \quad (IV)$$

Таким чином, отримано систему рівнянь та умову, які допоможуть отримати форми хвиль напруги та струму на ключі для даної схеми підсилювача класу Е з додатковим паралельним контуром.

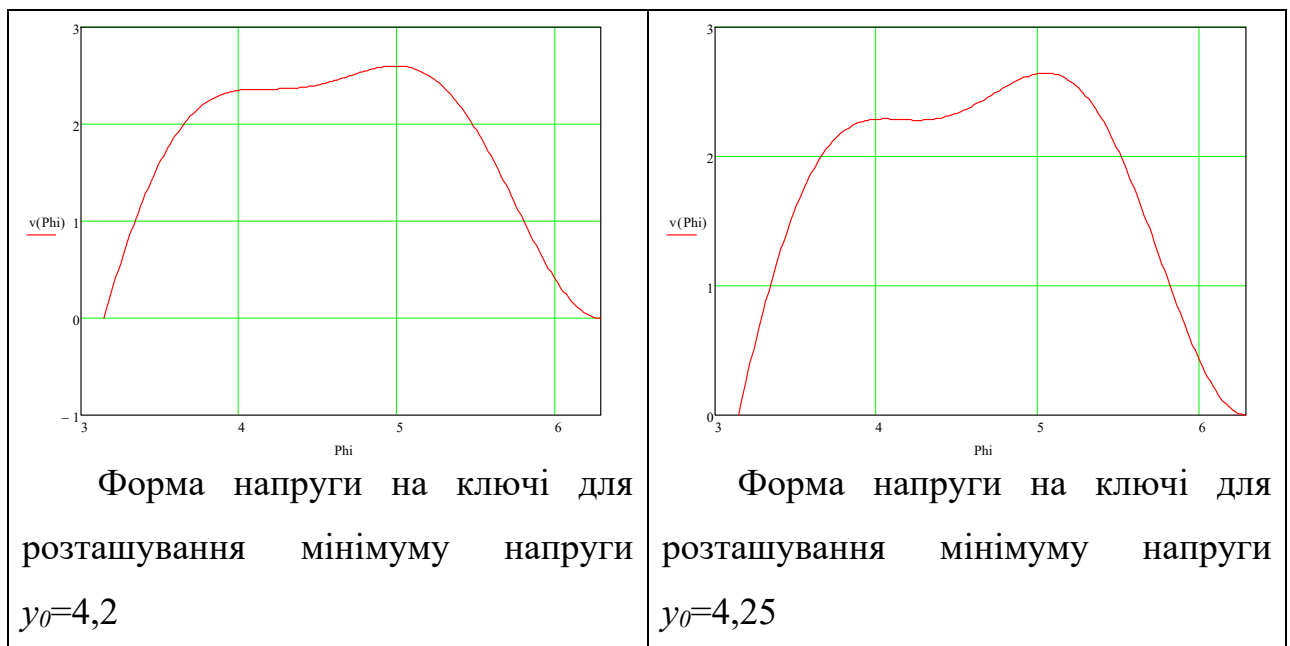
Процедура розрахунку полягає в наступному. Невідомими є параметри q , ϕ , $\frac{V_R}{V_{cc}}$, p , d_n , V_p . Також можна задавати значення моменту часу мінімуму напруги на ключі y_0 та гармоніку робочої частоти n , на яку налаштовано контур $L_n C_n$. Чисельне розв'язання такої системи виконувалося за допомогою пакету математичних прикладних розрахунків Mathcad. Задавалися початкові значення, в околі яких програма шукала розв'язання та були отримані форми сигналів напруги та струму на ключі. При цьому отримувалися ті значення невідомих параметрів, при яких задовольняються умови, що задаються системою рівнянь.

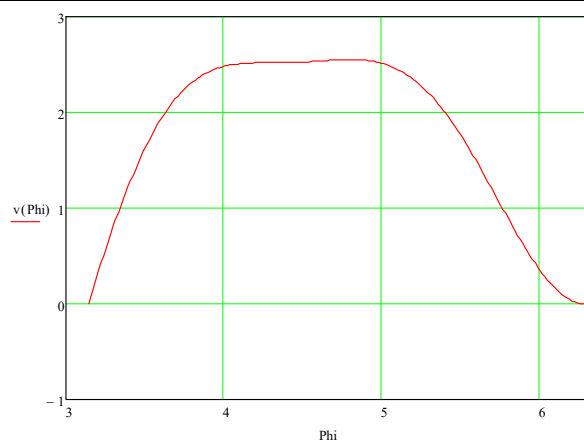
Значення елементів вихідного кола розраховуються наступним чином. Перш за все, розрахунок ведеться для відомого опору навантаження, у даному випадку – 50 Ом та для відомої робочої частоти. Початкові значення параметрів задавалися такими, щоб були отримані форми хвиль напруги та струму, схожі на форми високоефективних класів підсилювачів. Після отримання форм та уточнених значень параметрів знаходяться вирази, що містять значення номіналів елементів схеми вихідного кола. По отриманому значенню параметра

$\frac{\omega L}{R}$ знаходиться величина індуктивності L . Далі, виходячи з отриманого q та, беручи до уваги (4.64) отримуємо значення ємності C , що паралельна ключу. Для розрахунку параметрів елементів паралельного контуру $L_n C_n$ використаємо отримане значення параметра d_n , знаючи, що $d_n = \frac{L_n}{L}$ та $p = q_n \sqrt{\frac{L+L_n}{L}} = q_n \sqrt{1+d_n}$. Таким чином, задаючи q_n , та знаючи d_n та параметр p , можна отримати параметри елементів контуру $L_n C_n$.

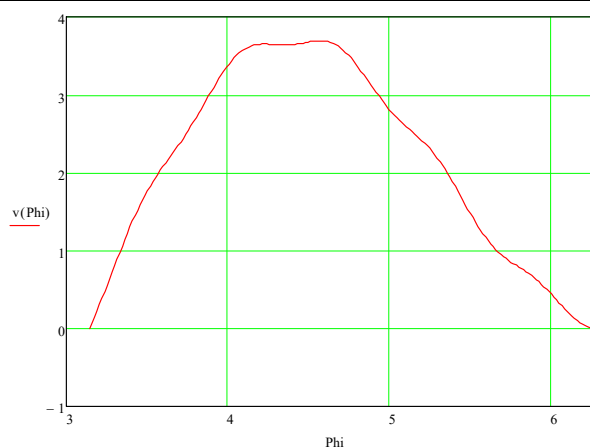
Таким чином, можна отримувати безліч конфігурацій та форм напруги та струму на ключі, обираючи з них такі, що задовольняють умовам необхідного класу підсилення.

На рис. 4.36 показані розраховані форми напруги та струму ключа для різних значень положень точки y_0 розташування мінімуму напруги на ключі.

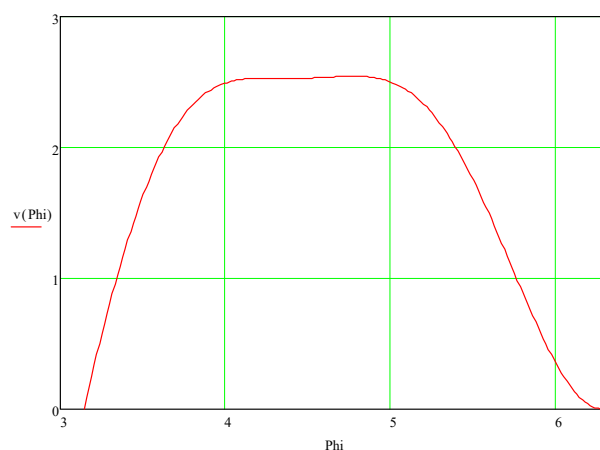




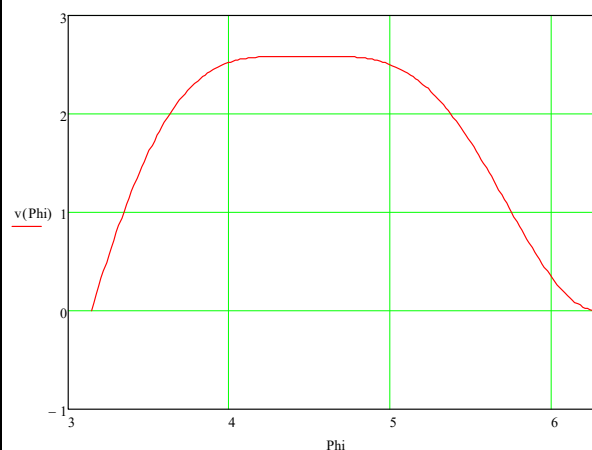
Форма напруги на ключі для розташування мінімуму напруги $y_0=4,3$



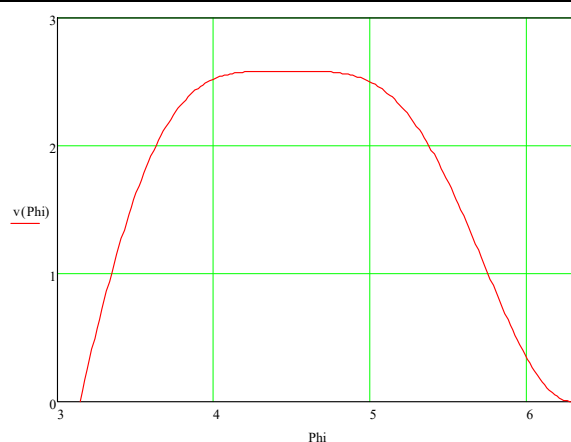
Форма напруги на ключі для розташування мінімуму напруги $y_0=4,35$



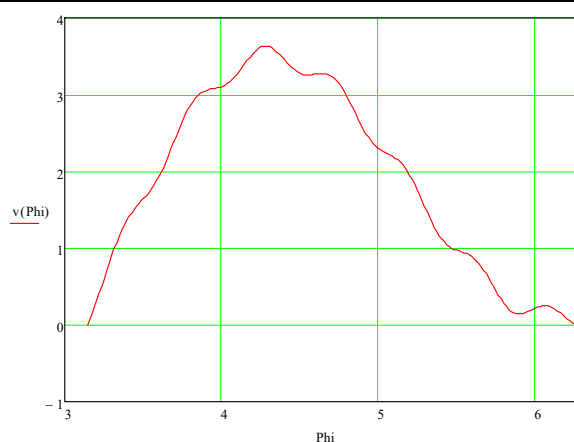
Форма напруги на ключі для розташування мінімуму напруги $y_0=4,4$



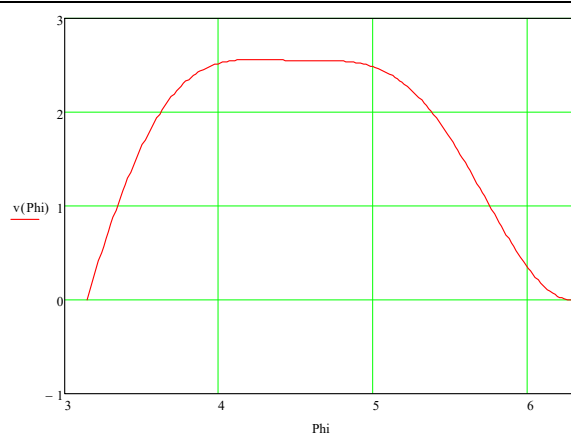
Форма напруги на ключі для розташування мінімуму напруги $y_0=4,45$



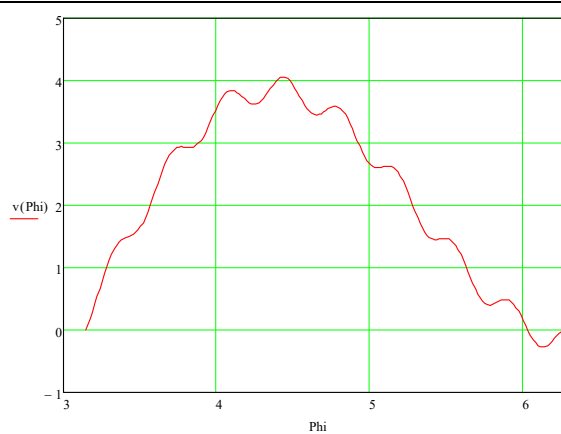
Форма напруги на ключі для розташування мінімуму напруги $y_0=4,5$



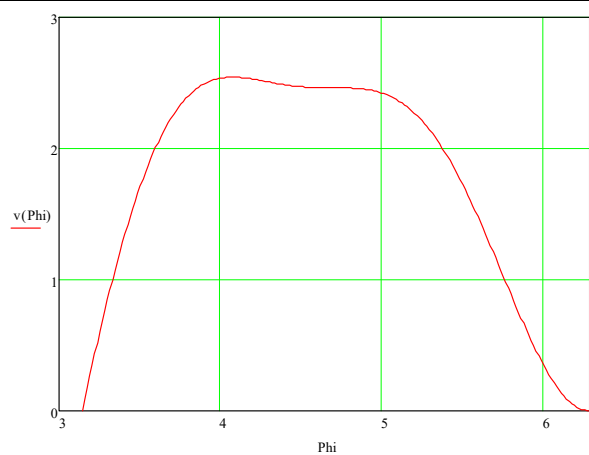
Форма напруги на ключі для розташування мінімуму напруги $y_0=4,55$



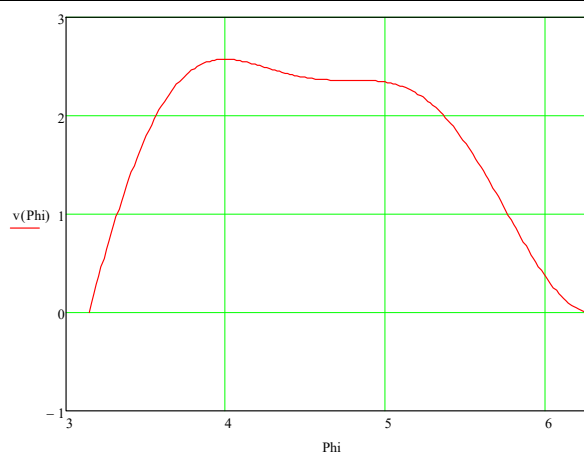
Форма напруги на ключі для розташування мінімуму напруги $y_0=4,6$



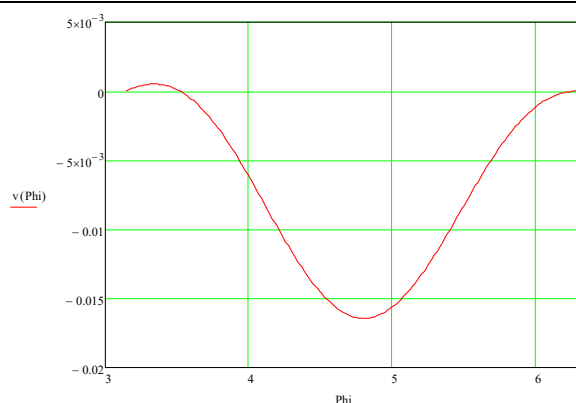
Форма напруги на ключі для розташування мінімуму напруги $y_0=4,65$



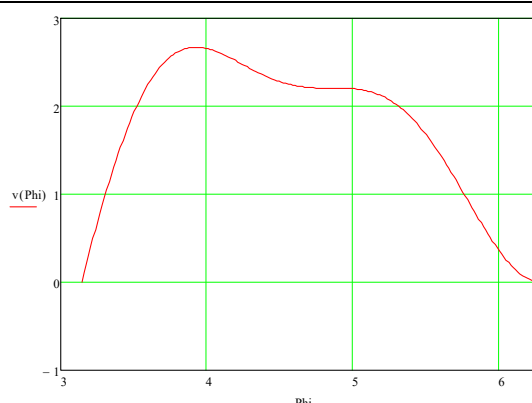
Форма напруги на ключі для розташування мінімуму напруги $y_0=4,7$



Форма напруги на ключі для розташування мінімуму напруги $y_0=4,75$



Форма напруги на ключі для розташування мінімуму напруги $y_0=4,8$



Форма напруги на ключі для розташування мінімуму напруги $y_0=4,85$

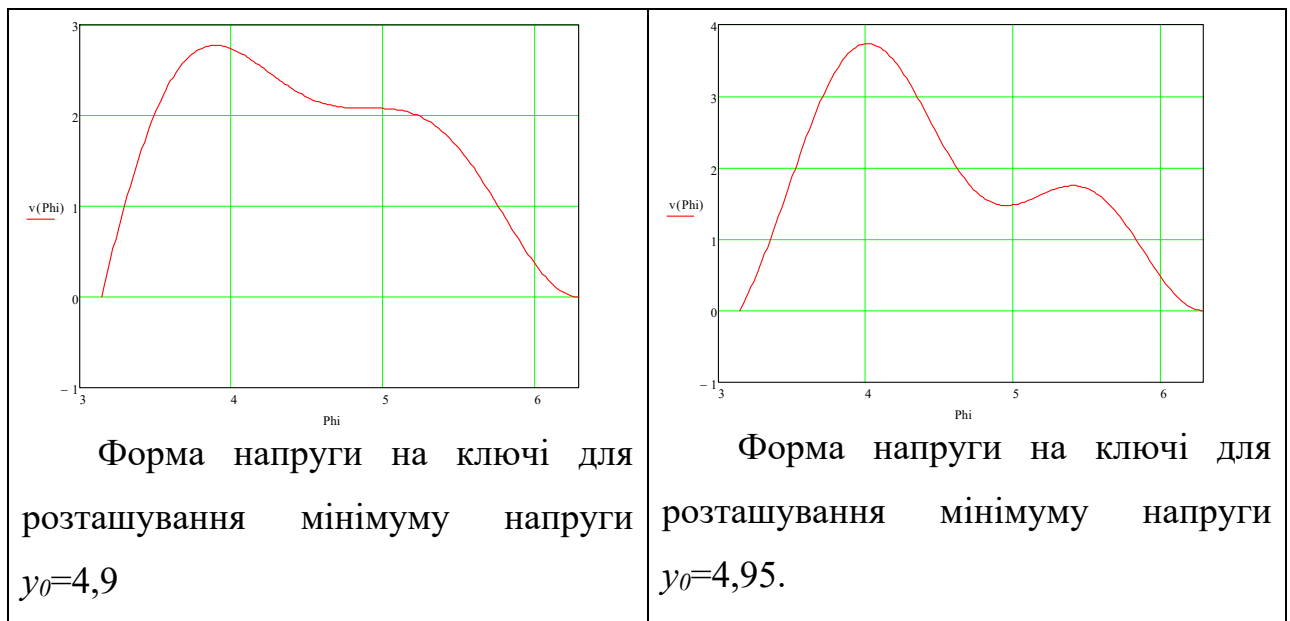


Рис. 4.36. Форми напруги для різних значень y_0

Як видно, є випадки, при яких виконуються умови нульової напруги та похідної напруги на ключі до моменту перемикавання, але форма не задовольняє умовам для підсилювача, або є осцилюючою (при $y_0=4,55$; $y_0=4,65$; $y_0=4,8$).

Залежності значень елементів вихідного кола (послідовної індуктивності та параметрів паралельного контуру $L_n C_n$) від положення точки локального мінімуму напруги показані на рис. 4.37, 4.38. Значення шунтуючої ємності показане на рис. 4.37 у пФ. На рис. 4.38 значення ємності показане у нФ, значення індуктивності – у мкГн. Значення елементів розраховувалися для робочої частоти 1 МГц, та опору навантаження 50 Ом.

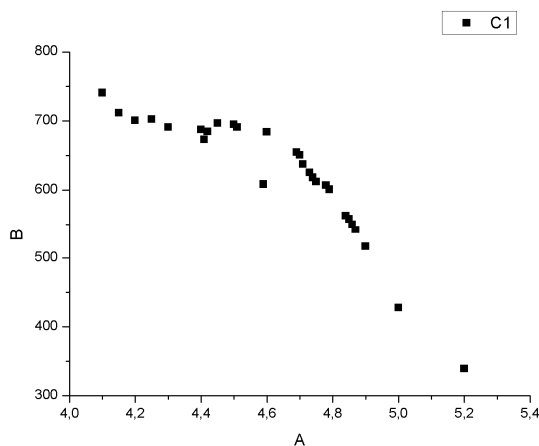


Рис. 4.37. Залежність шунтуючої ємності для різних y_0

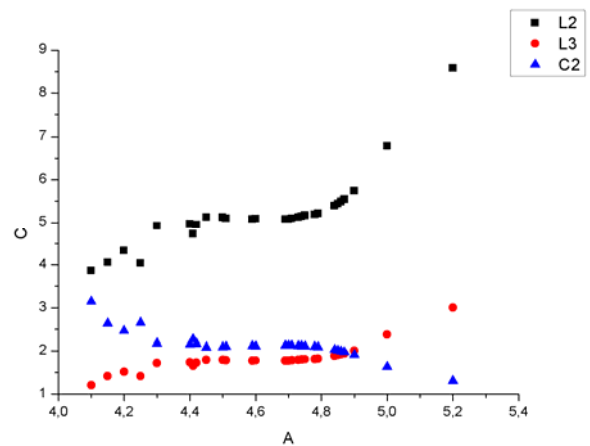


Рис. 4.38. Залежності елементів вихідного кола для різних y_0

Значення розрахованих імпедансів на ключі разом із значеннями елементів показані у табл. 4.4. Видно, що у деяких випадках задовольняються умови класу E/F разом із наявністю необхідної форми напруги та струму.

Таблиця 4.4

Значення елементів вихідного кола та імпеданси на ключі

y_0	C1, пФ	L1, мкГн	L2, мкГн	C2, нФ	Z1	Z2	Z3	Примітки
4,1	740,7	3,8587	1,2048	3,1429	30,5	80	-0,88	
4,15	711,6	4,0545	1,419	2,6341	35,94	94,47	-5,09	
4,2	700,9	4,3324	1,5163	2,4616	38,4	100,9	-5,96	Близько до E/F3 по імпедансах
4,25	702,6	4,0353	1,4124	2,6524	35,77	94,17	-4,36	
4,3	690,9	4,9183	1,7214	2,1703	43,59	114,56	-6,4	
4,35	937,7	8,523	2,9829	0,0819	72,47	146,1	222,22	Наявна 5 гармоніка
4,4	687,6	4,9674	1,7386	2,1512	44,04	115,8	-6,019	
4,45	696,6	5,1291	1,7952	2,0802	45,46	119,44	-6,8546	
4,5	694,8	5,1211	1,7924	2,0844	45,39	119,28	-6,64	
4,55	793,5	8,5781	3,0	0,0436	72,86	146,3	221,0	Осциляція
4,6	684	5,0898	1,7814	2,1	45,12	118,8	-5,45	
4,65	824	9,8767	3,4569	0,0255	83,85	168,2	253,5	Осциляція
4,7	650,7	5,0799	1,778	2,1231	45,05	119,2	-2,473	
4,75	612,1	5,1659	1,8081	2,1016	45,82	121,7	0,0315	
4,8								Не існує фізичного розв'язку
4,85	557,6	5,437	1,9029	2,0105	48,25	128,7	2,67	
4,9	517	5,743	2,01	1,9109	50,97	136,4	4,35	
4,95	977	6,816	2,3854	0,6942	58,86	126,24	237,7	
5	427,8	6,7863	2,3752	1,6307	60,26	162,1	8,9	

Для експериментального дослідження розрахунок було проведено для робочої частоти 2 МГц. Були отримані значення елементів схеми вихідного кола для заданого опору навантаження 50 Ом. При цьому вихідний паралельний контур розраховувався, виходячи з його навантаженої добротності $Q_0 = 8,8$. Тоді значення елементів вихідного контуру дорівнюють $L_0 = 0,45$ мкГн та $C_0 = 14070$ пФ. Решта елементів розраховувалась за процедурою, наведеною вище, і були отримані наступні значення параметрів та номінали елементів:

$$q = 2,261, \phi = -32,7 \text{ град}, \frac{V_R}{V_{cc}} = 1,038, V_p = 0,888, p = 2,603.$$

Виходячи з цього, розраховуються параметри $\frac{\omega L}{R}$ та отримується значення ємності C , що становлять $L = 2,847$ мкГн та $C = 435$ пФ. Далі, задаючи значення q_n від 2 до 2,5 отримуємо набір значень елементів контуру $L_n C_n$. Розраховані форми напруги та струму на ключі для даного випадку показані на рис. 4.39.

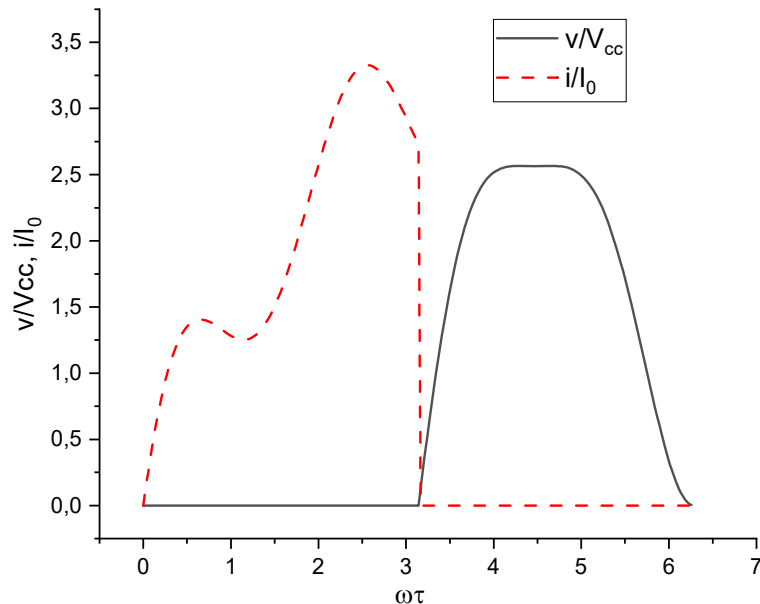


Рис. 4.39. Розраховані форми напруги та струму на ключі

Оберемо для отримання значень елементів контуру $L_n C_n$ значення $q_n = 2,26$ і маємо $L_n = 0,929$ мкГн та $C_n = 1006$ пФ.

Реактивна частина імпедансу даного вихідного кола в точці підключення ємності C може бути розрахована на трьох гармоніках робочої частоти за формулою [14]

$$ImZ = \omega L + \frac{\omega L_n}{1 - \omega^2 L_n C_n} \quad (4.80)$$

При підставленні замість ω значення робочої частоти та її другої та третьої гармоніки, були отримані наступні значення імпедансу:

$$ImZ(\omega_0) = 49,5 \, \Omega, \quad ImZ(2\omega_0) = 128,6 \, \Omega, \quad ImZ(3\omega_0) = 0,7 \, \Omega.$$

Такі значення задовольняють умовам підсилювача класу E/F₃, відповідно і форма напруги має більш плоску вершину відносно до форми напруги на ключі для класичного підсилювача класу E [14].

Схема моделювання для знаходження імпедансу даного кола показана на рис. 4.40. Значення імпедансу на робочій частоті та на 2 та 3 гармоніках показані на рис. 4.41.

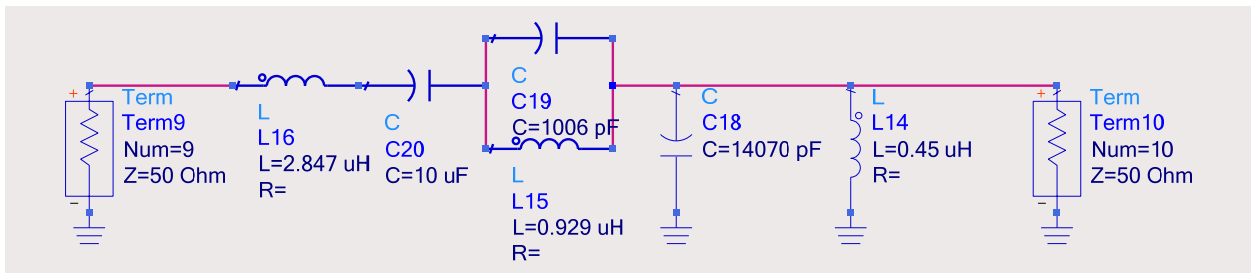


Рис. 4.40. Вихідне коло підсилювача

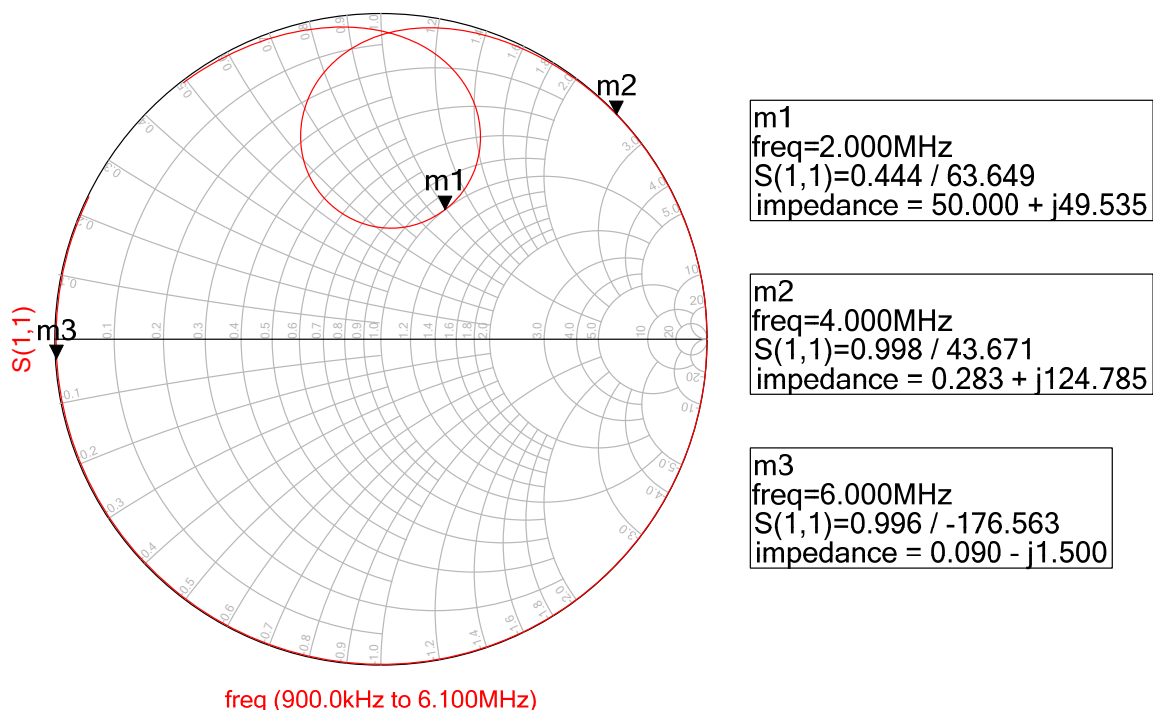


Рис. 4.41. Модельовані значення вхідного імпедансу вихідного кола в точці підключення транзистора

Як видно, отримані значення схожі з розрахованими вище, відповідно, дану процедуру розрахунку параметрів елементів вихідного кола можна застосовувати для підсилювачів класу Е з паралельним вихідним контуром та додатковим контуром у вихідному колі.

Проведемо моделювання роботи даної схеми підсилювача, що показана на рис. 4.42, з використанням ідеальних пасивних елементів та ідеального ключа,

дроселя живлення великого значення індуктивності та ідеального роздільного конденсатора великої ємності.

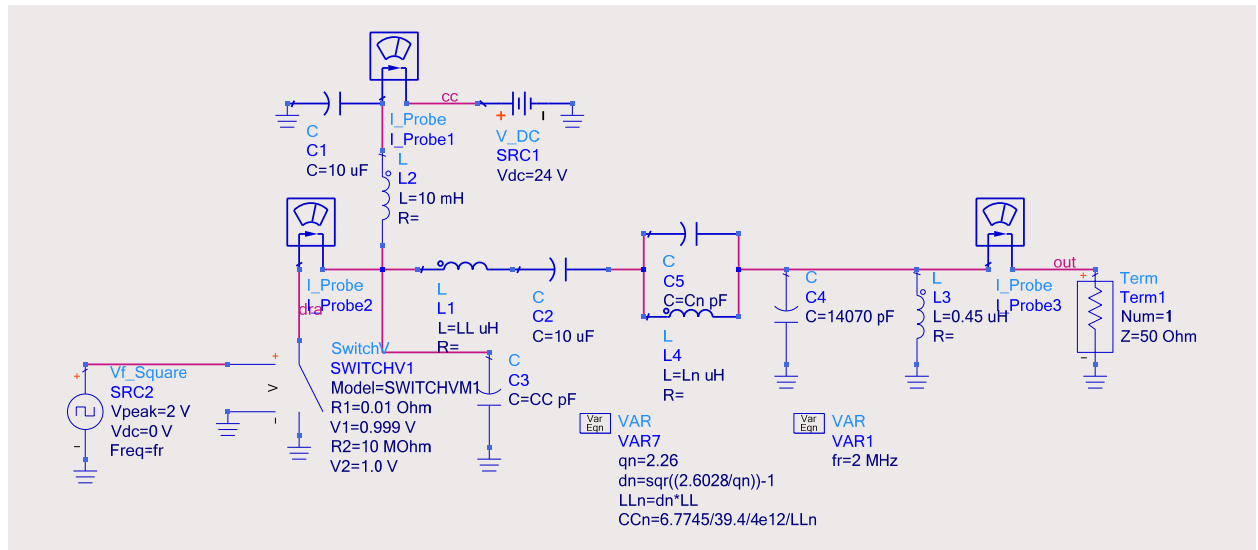


Рис. 4.42. Схема підсилювача з ідеальними компонентами

Напруга живлення становить 24 В, таким чином, розрахована вихідна потужність при опорі навантаження 50 Ом буде становити

$$P_{out} = \frac{V_R^2}{2R_L} = 6,2 \text{ Вт.}$$

На рис. 4.43 показані форми хвиль напруги та струму на ключі.

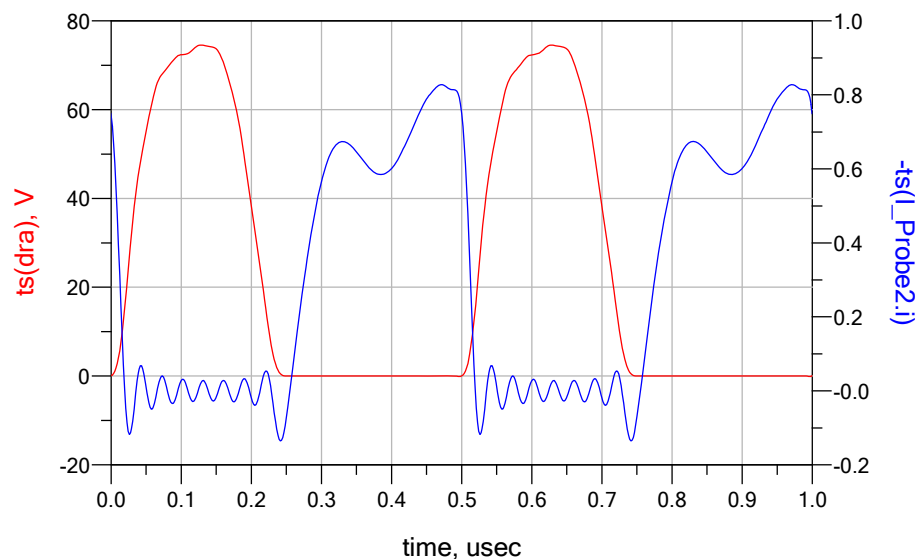


Рис. 4.43. Модельовані форми напруги і струму на ключі

Видно, що виконуються умови для напруги та похідної напруги на ключі у момент перемикання. Модельована вихідна потужність становить 7,53 Вт.

Моделювання роботи схеми далі проводилось із моделлю реального транзистора IRF530. При цьому, елементи вихідного кола не змінювалися за виключенням паралельної ємності C , що була зменшена на значення паразитної вихідної ємності транзистора та склала 268 пФ. Схема моделювання з моделлю транзистора показана на рис. 4.44. Модельовані форми напруги та струму показані на рис. 4.45.

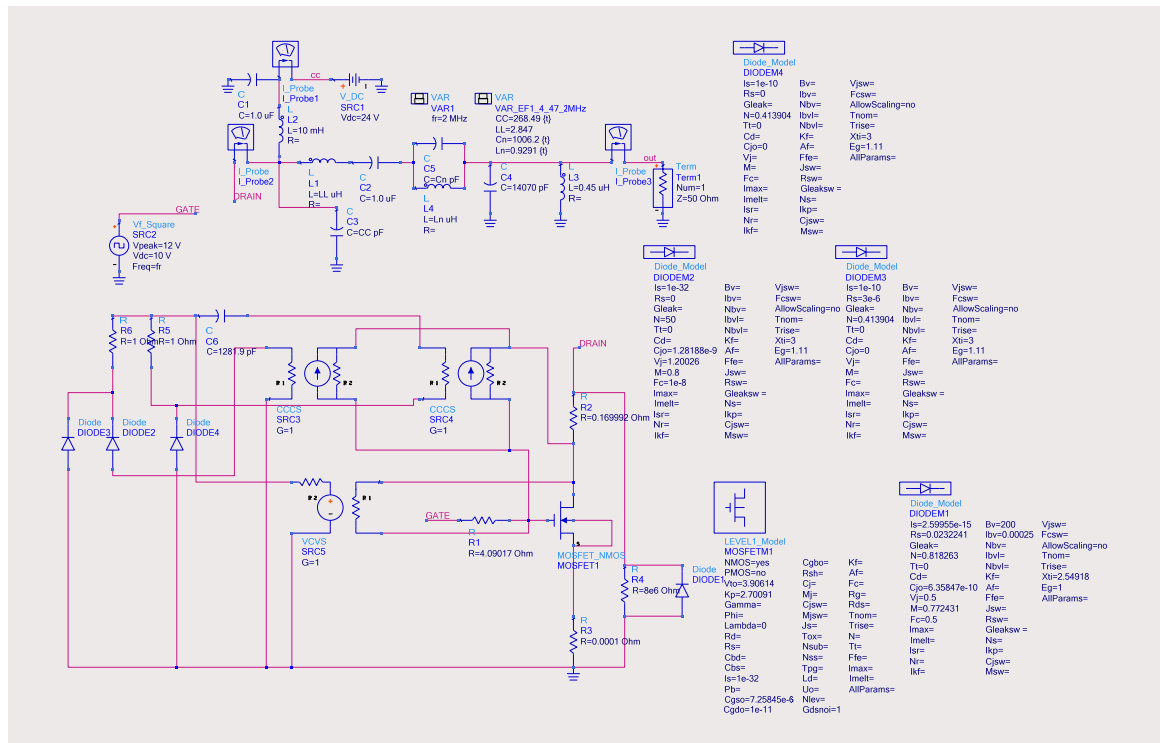


Рис. 4.44. Схема моделювання підсилювача з моделлю транзистора

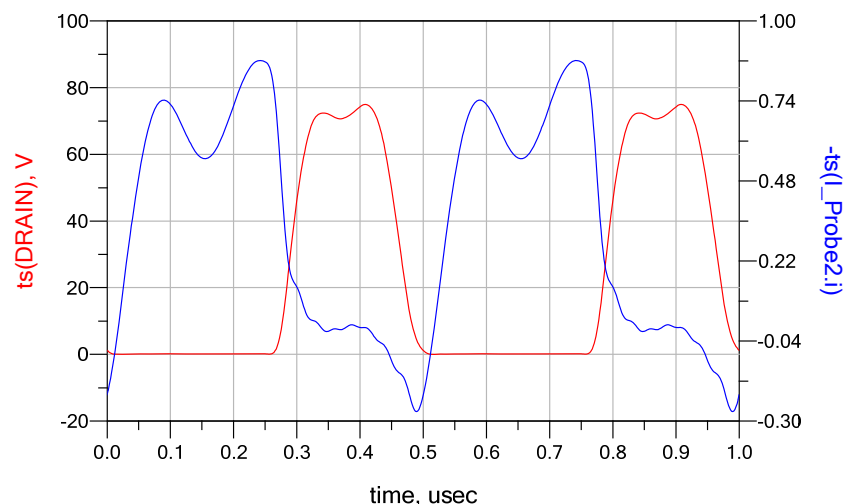


Рис. 4.45. Модельовані форми струму і напруги при моделюванні з моделлю транзистора

Вихідна потужність при моделюванні з моделлю транзистора складає 7,6 Вт.

Для експериментального дослідження було створено макет даного підсилювача на транзисторі IRF530. Навантаженням слугував приймальний модуль вимірювача потужності з опором 50 Ом. При збірці схеми вихідного кола використовувався векторний вимірювач імпедансів та елементи підбиралися для отримання необхідних значень імпедансів по перерізах схеми вихідного кола, як показано на рис. 4.46, починаючи з контуру L_0C_0 і до виводу індуктивності L , що з'єднаний зі стоком транзистора.

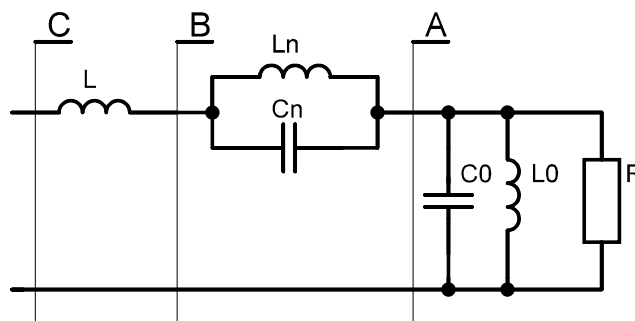


Рис. 4.46. Перерізи вихідного кола підсилювача, у яких визначався імпеданс

Через паразитні параметри пасивних компонентів значення реальної частини вхідного імпедансу на стоці транзистора зменшилось і склало 37 Ом. Результати моделювання та вимірювання імпедансів по перерізах показані у табл. 4.5

Таблиця 4.5

Імпеданс вихідного кола по перерізах

	Моделювання			Експеримент		
	2 МГц	4 МГц	6 МГц	2 МГц	4 МГц	6 МГц
Переріз А	$50 + j0,1$	$0,3 - j4$	$0,1 - j2$	$44 - j0,4$	$0,7 - j1,5$	$0,2 + j1,5$
Переріз В	$50 + j14$	$0,3 + j53$	$0,1 - j108$	$36 + j14$	$1,5 + j60$	$1,7 - j101$
Переріз С	$50 + j45$	$0,3 + j125$	$0,1 - j1,5$	$37 + j52$	$0,8 + j130$	$4 - j1$

Фотографія експериментального макету підсилювача показана на рис. 4.47. Вихідна потужність на робочій частоті складає 6,3 Вт при значенні

стокового ККД 79 %. Відносно низьке значення ККД можна пояснити ненульовим часом перемикання транзистора через використання синусоїдального вхідного сигналу. Форма напруги на стоці транзистора показана на рис. 4.48.

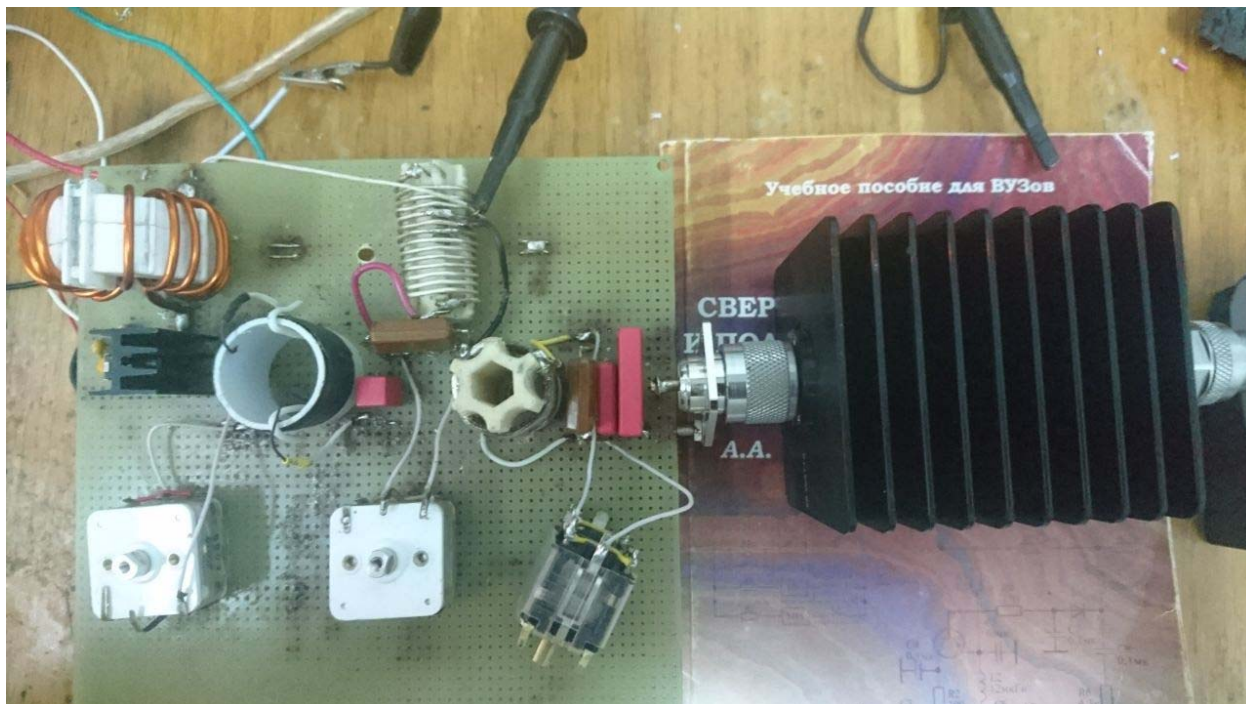


Рис. 4.47. Експериментальний макет підсилювача

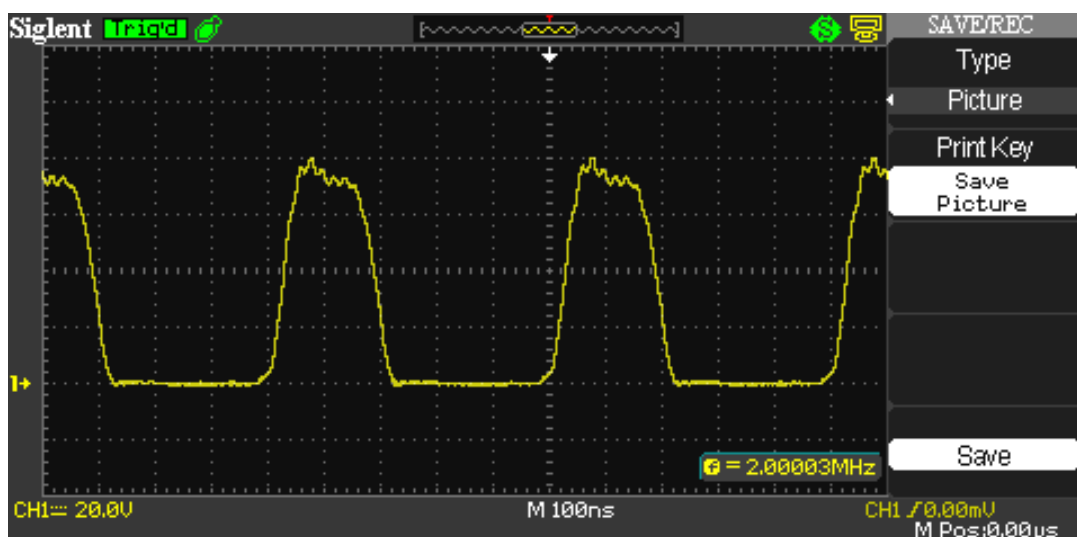


Рис. 4.48. Експериментально отримана форма напруги на стоці транзистора

Пікове значення напруги на транзисторі складає 78 В, таким чином, відношення цієї напруги до напруги живлення складає 3,25, в той час, як для схеми підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром без додаткового паралельного контуру далі відношення теоретично складає 3,68 [14]. Таким чином, у даній схемі експериментально отримано зменшення відношення пікової напруги до напруги живлення на 12 %.

Спектр вихідного сигналу підсилювача показано на рис. 4.49. Рівень першої гармоніки складає 35 dBm (в схемі вимірювань включено атенюатор з величиною внесеного затухання 30 дБ). Придушення другої та третьої гармоніки складає 29 дБ.

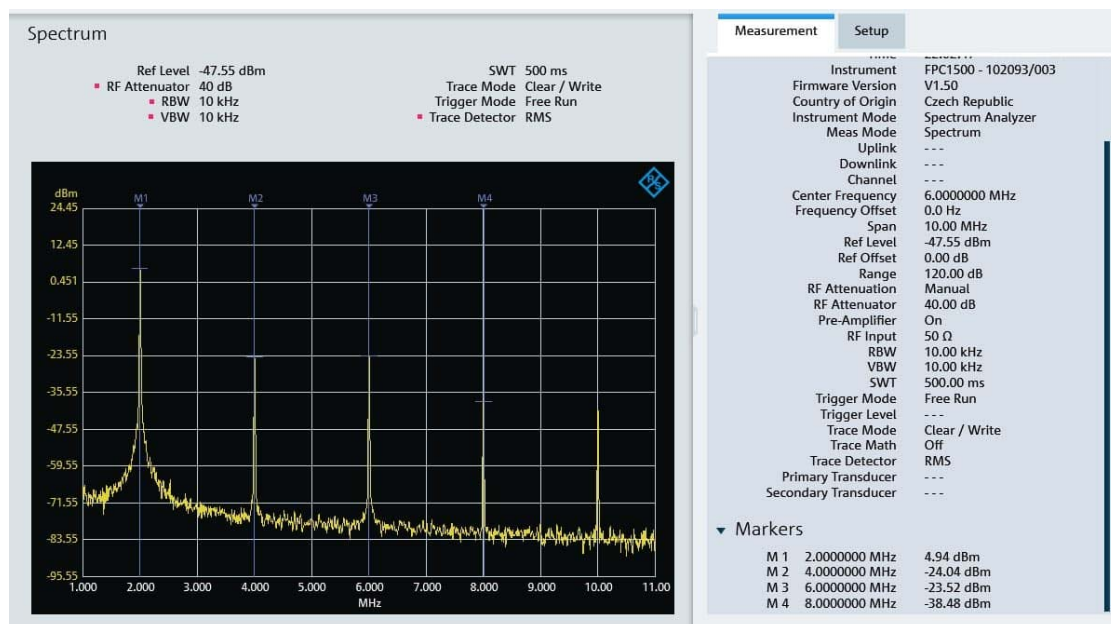


Рис. 4.49. Експериментально отриманий спектр вихідного сигналу підсилювача

Для порівняння, спектр вихідного сигналу, отриманий при моделюванні з моделлю транзистора показано на рис. 4.50. Як видно, придушення другої та третьої гармоніки також мають майже однакові значення та приблизно дорівнюють 34 дБ.

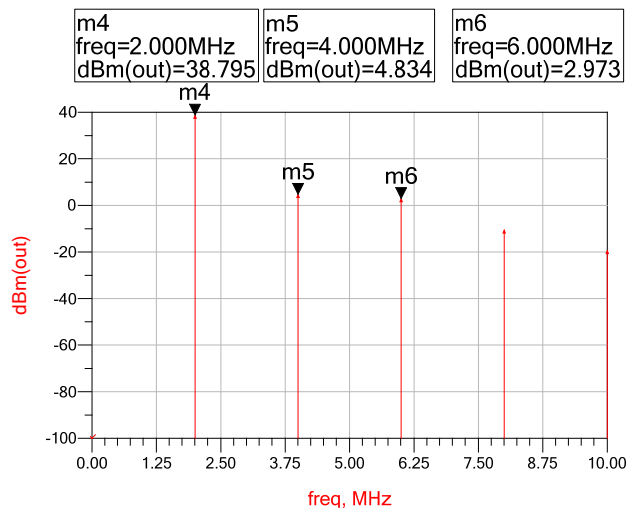


Рис. 4.50. Моделюваний спектр вихідного сигналу підсилювача

Моделювані та експериментально отримані залежності вихідної потужності та стокового ККД від частоти показані на рис. 4.51. Залежності вихідної потужності та стокового ККД від напруги живлення, показані на рис. 4.52.

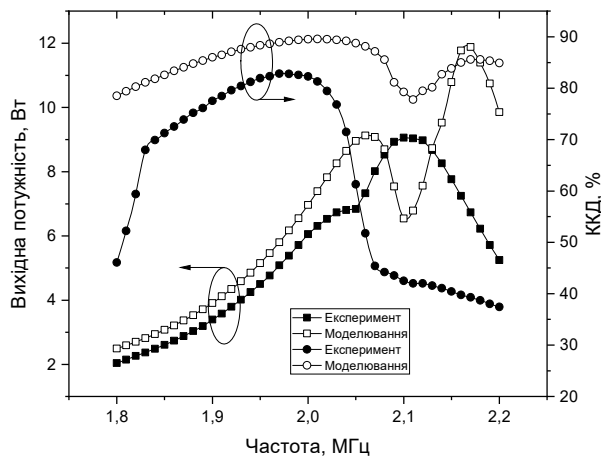


Рис. 4.51. Залежності вихідної потужності та стокового ККД від частоти

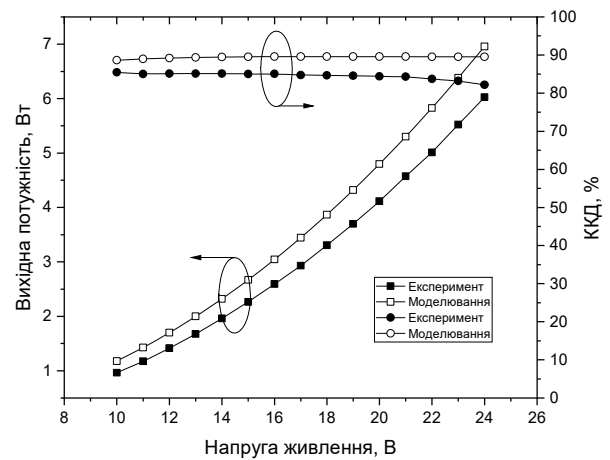


Рис. 4.52. Залежності вихідної потужності та стокового ККД від напруги живлення

Таким чином, результати теоретичного розрахунку, моделювання та експериментального дослідження співпадають, що доводить правильність розрахунків.

У табл. 4.6 наведені значення номіналів елементів вихідного кола підсилювача, отримані в результаті теоретичних розрахунків, використані при моделюванні роботи підсилювача з моделлю транзистора та в експериментальному дослідженні.

Таблиця 4.6

Номінали елементів вихідного кола

	C , пФ	L , мкГн	C_n , пФ	L_n , мкГн	C_0 , пФ	L_0 , мкГн	R , Ом
Теорія	435	2,847	1006	0,929	14072	0,45	50
Моделювання	268	2,847	1006	0,929	14070	0,45	50
Експеримент	144	2.85	961	0.89	17010	0,39	50

4.4 Експериментальне дослідження варіацій схеми підсилювача з паралельним вихідним контуром при зміні коефіцієнта заповнення

Як відомо, зменшення коефіцієнту заповнення у схемах підсилювачів класу Е та F застосовується також і для зменшення максимальної пікової напруги на транзисторі [1, 17], в тому числі і для схем класу Е з паралельним вихідним контуром [87–89] та EF₃ [36, 90]. Тому, проведемо експериментальне дослідження роботи даної схеми при коефіцієнті заповнення D – співвідношення між інтервалом часу, протягом якого ключ знаходиться в стані «ВКЛ», і періодом вхідного сигналу T , відмінному від 0,5 для різних налаштувань паралельного контуру $L_n C_n$ та при його відсутності [91, 92]. Розглянемо вплив зміни коефіцієнта заповнення на роботу трьох варіантів схем підсилювача з паралельним вихідним контуром: без додаткового контуру та з додатковим паралельним контуром, налаштованим на 2 та 3 гармоніки робочої частоти. Робоча частота складає 2 МГц, а параметри підсилювача, наприклад, напруга живлення і вихідна потужність, вибиралися таким чином, щоб отримати опір навантаження 50 Ом.

Схема досліджуваного підсилювача показана на рис 4.53.

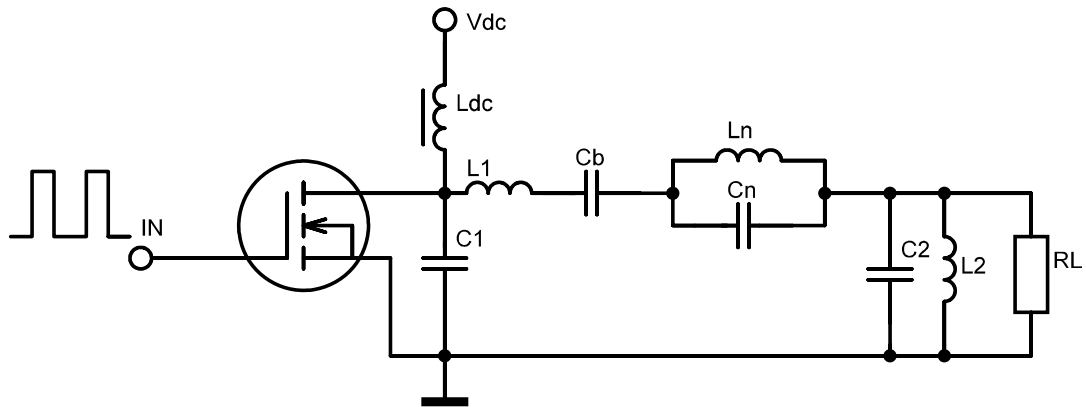


Рис 4.53. Загальна схема досліджуваного підсилювача

Вона включає в себе транзистор, що діє як ключ і перемикається між станами «УВІМК» і «ВИМК» з коефіцієнтом заповнення від 0,25 до 0,5. Індуктивність L_{dc} має досить високе значення, щоб діяти як ВЧ-дросель, і пропускає тільки постійний струм. Блокуючий конденсатор постійного струму C_b має досить високу ємність для отримання низького послідовного імпедансу на робочій частоті. Паралельний вихідний контур L_2C_2 налаштований на робочу частоту 2 МГц, і значення його елементів були розраховані з використанням значення добротності цього контуру $Q = 8,8$ і опору навантаження на виході 50 Ом, тому значення параметрів елементів становлять $L_2 = 0,45$ мкГн і $C_2 = 14070$ пФ. Ці значення, а також значення індуктивності ВЧ-дроселя $L_{dc} = 5$ мГн і конденсатора блокування постійного струму $C_b = 1$ мкФ були постійними і не змінювалися для кожного варіанта схеми. В якості активного пристрою було застосовано польовий МОП-транзистор IRF510 з величиною власної вихідної ємності 81 пФ, яка враховується в кожному експерименті при вимірюванні паралельної ємності стік-витік. Вихідну потужність можна спрогнозувати розрахунком, наведеним в [17], і для напруги живлення 24 В і $D = 0,3$ отримуємо $P_{out}=0,67$ Вт.

Дана схема являє собою декілька варіантів підсилювача: перший - без додаткового паралельного контуру L_nC_n – підсилювач потужності класу Е з паралельним вихідним контуром [14]. Другий варіант підсилювача має

додатковий паралельний контур $L_n C_n$, налаштований на другу гармоніку робочої частоти і включений послідовно після індуктивності L_1 – режим класу E/F₃. А третій варіант включає додатковий паралельний контур $L_n C_n$, налаштований на третю гармоніку робочої частоти відповідно.

Для розробки експериментального макету підсилювача потужності класу E з паралельним вихідним контуром і зменшеним коефіцієнтом заповнення вхідного сигналу був використаний аналіз з [14, 17]. Для першого варіанту підсилювача без додаткового контуру $L_n C_n$ використовувалися наступні вирази. Для значення коефіцієнта заповнення $D = 0,33$ маємо $\omega C_1 R_L = 0,165$ і $\frac{\omega L_1}{R_L} = 4$. Отже, для першого варіанту підсилювача класу E без додаткового контуру значення елементів схеми дорівнюють: $C_1 = 262,5$ пФ і $L_1 = 15,9$ мкГн.

Другий варіант схеми підсилювача потужності з шунтувальним фільтром включав в себе паралельний контур $L_n C_n$, налаштований на другу гармоніку робочої частоти і, таким чином, отримана схема представляє собою підсилювач потужності класу E/F₃. Значення елементів контуру $L_n C_n$ в даному варіанті підсилювача дорівнюють: $C_n = 1319$ пФ і $L_n = 1,2$ мкГн.

Третій варіант схеми підсилювача включав в себе паралельний контур $L_n C_n$, налаштований на третю гармоніку робочої частоти. Значення елементів цього контуру в даній схемі були: $C_n = 586$ пФ і $L_n = 1,2$ мкГн.

Залежності вихідної потужності і ККД від частоти для першого варіанту підсилювача потужності показані на рис 4.54. Залежності вихідної потужності і ККД разом із співвідношенням між напругою стоку транзистора і напругою живлення $\frac{V_{ds}}{V_{dc}}$ в залежності від значення коефіцієнта заповнення D показані на рис. 4.55 [92]. Як видно з наведених графіків, експериментально отримана вихідна потужність складає близько 0,6 Вт при значенні ККД у 79%.

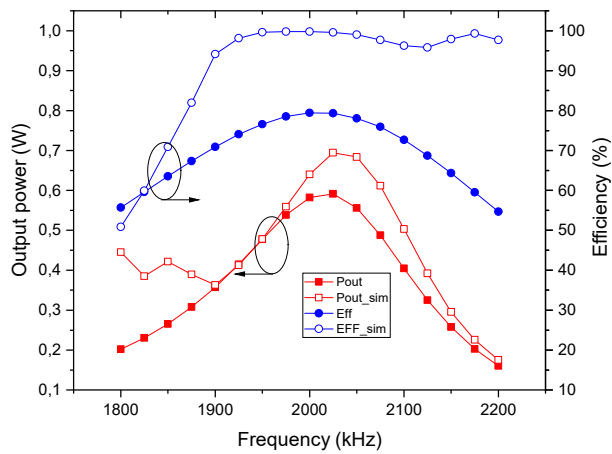


Рис 4.54. Залежності вихідної потужності та ККД від частоти для першого варіанту підсилювача

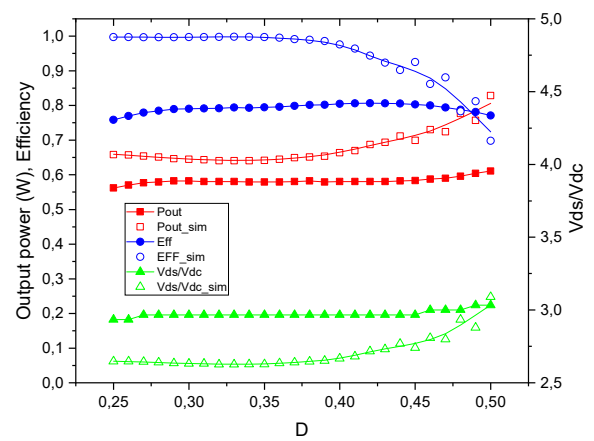


Рис 4.55. Залежності вихідної потужності, ККД та максимальної стокової напруги від коефіцієнту заповнення для першого варіанту підсилювача

Настільки низькі значення можна пояснити тим, що втрати в вихідному паралельному контурі L_2C_2 можуть значно знизити загальний ККД підсилювача потужності класу Е з паралельним контуром [84]. Частотний діапазон, в якому вихідна потужність перевищує 0,707 від максимального рівня, становить 8,75%. Вихідна потужність і ККД залишаються майже незмінними в діапазоні значень коефіцієнта заповнення D від 0,25 до 0,47. Крім того, відношення напруги стоку до напруги живлення становить близько 3 в межах робочого діапазону. Це значення трохи нижче, ніж значення 3,677 для підсилювача потужності класу Е з паралельним вихідним контуром [14]. Таким чином, незважаючи на відносно високу максимальну напругу стоку, цей тип підсилювача демонструє постійну вихідну потужність і ККД в широкому діапазоні значень коефіцієнта заповнення вхідного сигналу.

Другий досліджуваний підсилювач потужності класу Е/ F_3 включає в себе паралельний контур L_nC_n , налаштований на другу гармоніку робочої частоти. Значення його елементів у експерименті склали: $C_n = 1422$ пФ і $L_n = 1,2$ мкГн. Резонансна частота цього паралельного контуру була трохи зсунена від 4 МГц, щоб отримати форми хвилі напруги стоку класу Е з умовами перемикавання при

нульовій напрузі. Експериментальні значення інших елементів схеми склали: $C_1 = 298$ пФ і $L_1 = 10,4$ мкГн. Значення цих елементів схеми, що були використані при моделюванні, були: $C_1 = 371$ пФ і $L_1 = 9,78$ мкГн.

Залежності вихідної потужності і ККД від частоти для підсилювача потужності класу E/F₃ показані на рис 4.56. Залежності вихідної потужності, ККД разом із співвідношенням між напругою стоку транзистора і напругою живлення $\frac{V_{ds}}{V_{dc}}$ для підсилювача потужності класу E/F₃ в залежності від коефіцієнта заповнення D показані на рис. 4.57 [92].

Експериментально отримана вихідна потужність складає близько 0,63 Вт при ККД 75%, і вона швидко змінюється зі зміною частоти, а також має характерні резонансні піки. Частотний діапазон, в якому вихідна потужність перевищує 0,707 від максимального, становить 6,5%.

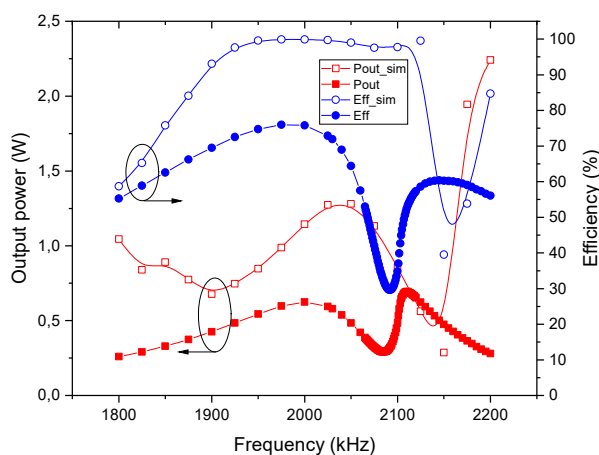


Рис 4.56. Залежності вихідної потужності та ККД від частоти для другого варіанту підсилювача

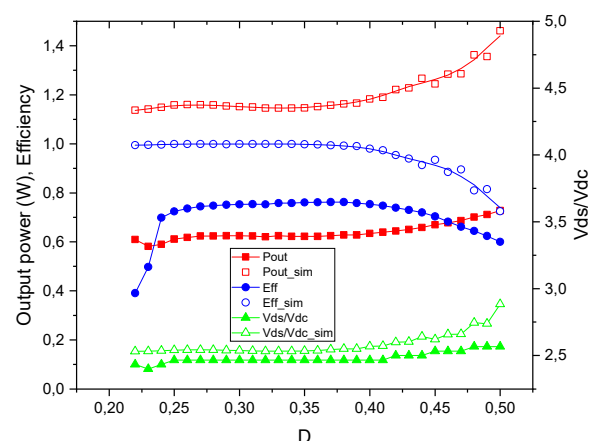


Рис 4.57. Залежності вихідної потужності, ККД та максимальної стокової напруги від коефіцієнта заповнення для другого варіанту підсилювача

При цьому отримане експериментально співвідношення максимальної напруги стоку і напруги живлення набагато менше, ніж у випадку першого варіанту підсилювача потужності класу E з паралельним вихідним контуром і коефіцієнтом заповнення $D=0,33$. Для даного підсилювача потужності класу E/F₃

це співвідношення становить приблизно 2,5. Таким чином, активний пристрій піддається меншій величині напруги разом з високим ККД і більш високою вихідною потужністю. Вихідна потужність та ККД лишаються майже незмінними у діапазоні значень коефіцієнта заповнення D від 0,25 до 0,4.

Наступний досліджуваний підсилювач потужності в режимі класу Е включає в себе паралельний контур $L_n C_n$, налаштований на третю гармоніку робочої частоти. Значення його елементів у експерименті становили: $C_n = 737$ пФ і $L_n = 1,2$ мкГн. Експериментальні значення інших елементів схеми складали: $C_1 = 309$ пФ і $L_1 = 10,4$ мкГн. Значення цих елементів схеми підсилювача потужності, використаних при моделюванні, були: $C_1 = 347$ пФ і $L_1 = 11,25$ мкГн. Залежності вихідної потужності і ККД від частоти для підсилювача класу Е з паралельним контуром на третю гармоніку, показані на рис 4.58. Залежності вихідної потужності, ККД разом із співвідношенням між напругою стоку транзистора і напругою живлення $\frac{V_{ds}}{V_{dc}}$ в залежності від коефіцієнта заповнення D показані на рис. 4.59 [92].

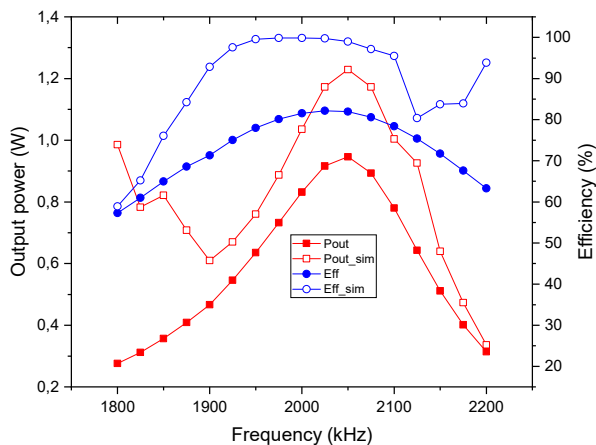


Рис 4.58. Залежності вихідної потужності та ККД від частоти для третього варіанту підсилювача

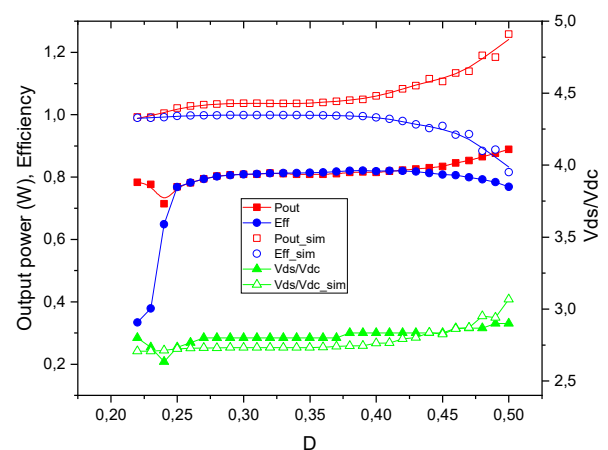


Рис 4.59. Залежності вихідної потужності, ККД та максимальної стокової напруги від коефіцієнту заповнення для третього варіанту підсилювача

Для цієї схеми експериментально отримана вихідна потужність складає близько 0,83 Вт при ККД 82%. Діапазон частот, у якому вихідна потужність перевищує 0,707 від максимального, становить 10%. Експериментально отримане відношення напруги стоку до напруги живлення становить приблизно 2,8 практично у всьому діапазоні коефіцієнту заповнення D вхідного сигналу. Для підсилювача потужності класу Е з паралельним контуром на третю гармоніку вихідна потужність і ККД мають найбільші значення серед усіх досліджених підсилювачів потужності разом з більш широким частотним діапазоном при збереженні високих значень ККД і вихідної потужності [93, 94].

Порівняння всіх трьох варіантів експериментально досліджених підсилювачів потужності показано нижче на рис 4.60 – 4.62.

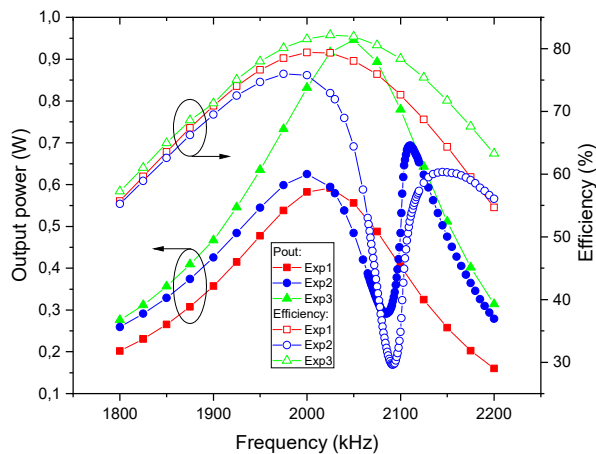


Рис 4.60. Експериментально отримані залежності вихідної потужності та ККД від частоти

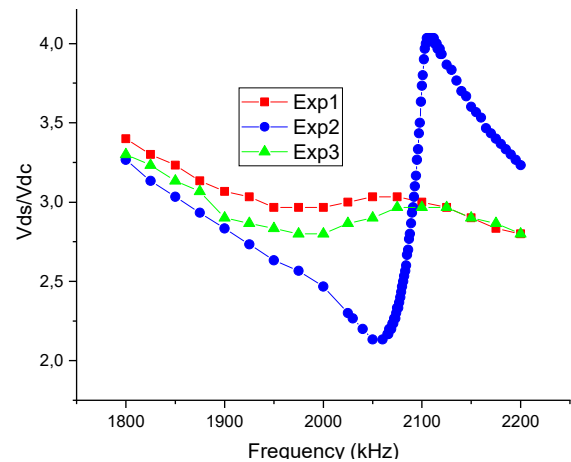


Рис 4.61. Експериментально отримані залежності відношення максимальної стокової напруги до напруги живлення від частоти

На рис 4.60 показані залежності вихідної потужності і ККД від частоти для всіх трьох варіантів досліджених підсилювачів потужності. На рис 4.61 показані частотні залежності співвідношення між напругою стоку транзистора і напругою живлення $\frac{V_{ds}}{V_{dc}}$, а залежності параметрів трьох варіантів підсилювачів від коефіцієнта заповнення D показані на рис. 4.62.

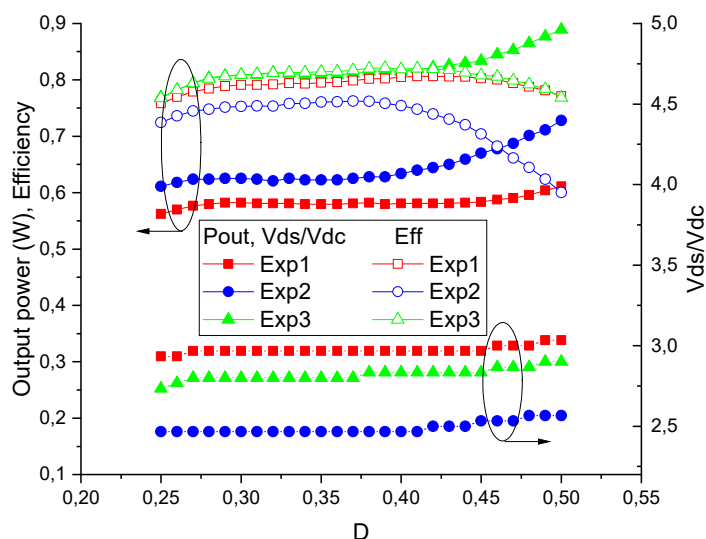


Рис 4.62. Експериментальні залежності вихідної потужності, ККД та максимальної стокової напруги від коефіцієнта заповнення D

У таблиці 4.7 показані гармонійні складові спектра вихідної напруги для всіх трьох схем [92].

Таблиця 4.7

Значення напруги гармонік вихідного сигналу

Підсилювач	Напруга гармоніки, дБм				
	I	II	III	IV	V
Перший варіант, клас E	13,8	-20	-49	-61	-55
Другий варіант, клас E/F ₃	14,3	-18	-50	-57	-55
Третій варіант з контуром $L_n C_n$ на 3 гармоніку	15,4	-20	-48	-60	-51

Як видно, істотних відмінностей у значеннях спектральних складових вихідної напруги немає. Придушення другої гармоніки складає близько 35 дБ, а придушення третьої гармоніки складає близько 63 дБ.

Отже, для різних цілей проектування можуть використовуватися певні схеми. Якщо метою є спрощення схеми і зменшення максимальної стокової напруги, кращим вибором буде перший досліджуваний варіант – підсилювач класу E зі зменшеним коефіцієнтом заповнення. Якщо технологія не дозволяє забезпечити високу напругу стоку, краще використовувати другий досліджуваний варіант: підсилювач потужності класу E/F₃, який показує найменше значення максимального відношення стокової напруги до напруги

живлення 2,5, але частотний діапазон для даного підсилювача вужче в порівнянні з іншими варіантами підсилювачів потужності.

Для отримання більшої вихідної потужності і більш широкого діапазону частот при збереженні високого ККД краще використовувати підсилювач потужності з додатковим паралельним контуром $L_n C_n$, налаштованим на третю гармоніку робочої частоти. Також цей тип підсилювача може використовувати низьке значення індуктивності, оскільки вона використовується в колі контуру, налаштованого на третю гармоніку.

Далі можна ввести та розрахувати критерій якості $k = \frac{P_{out} \cdot Eff}{\frac{V_{ds}}{V_{dc}}}$ для кожного варіанта підсилювача потужності, як показано нижче в табл. 4.8, для моделювання з ідеальними елементами схеми, моделювання з втратами в транзисторі (опір 0,5 Ом) та на опорі індуктивності вихідного паралельного контуру, налаштованого на робочу частоту (опір 0,097 Ом) і на основі експериментально отриманих результатів [92].

Таблиця 4.8
Значення критерію якості k

Підсилювач	k		
	моделювання ідеальне	моделювання з втратами	експеримент
Клас Е	0,24	0,16	0,16
Клас Е/ F_3	0,45	0,29	0,19
Клас Е з контуром $L_n C_n$ на 3 гармоніку	0,37	0,25	0,24

Відносно велика різниця між значеннями параметра k при моделюванні з втратами і без урахування втрат вказує на необхідність продовження вивчення роботи підсилювача класу Е/ F_3 . Що стосується експериментально отриманих результатів, то максимальне значення критерію якості має третій варіант підсилювача завдяки великій вихідній потужності.

4.5. Висновки по розділу 4

1. Проведено аналіз підсилювача потужності класу Е з паралельним вихідним контуром та ненульовим послідовним реактивним опором у складі навантаження з явним виведенням ідеалізованих оптимальних форм сигналів напруги та струму та параметрів вихідного кола з їх перевіркою за допомогою моделювання в частотній області. Форми хвиль напруги та струму стоку демонструють можливість отримання 100% ККД для розрахованої конфігурації вихідного кола та наперед заданого значення послідовної реактивності.

2. Експериментально отримані параметри підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром для двох різних значень ненульової послідовної реактивності – позитивної та негативної, підтверджують вірність розрахунків та моделювання даного підсилювача. Основна перевага цього підходу полягає в тому, що такий підсилювач потужності класу Е з шунтуючою ємністю, паралельним вихідним контуром і послідовним реактивним опором може працювати зі складними навантаженнями, такими як антени, трансформатори тощо, та дана, зазвичай паразитна, реактивність включена у процедуру розрахунку підсилювача. Експериментальне дослідження підсилювача з паралельним вихідним контуром на частоту 13,56 МГц з нульовою послідовною реактивністю показало важливість наявності якомога меншого значення паразитного послідовного опору елементів вихідного паралельного контуру для отримання високих значень ККД.

3. При дослідженні впливу значення добротності вихідного паралельного контуру на частотні характеристики підсилювача на частоту 1 МГц були отримані залежності ширини робочої смуги частот, виходячи з двох критеріїв (рівень вихідної потужності на краях діапазону та виконання умов для форми напруги класу Е на активному елементі) та рівні гармонік в залежності від значень добротності контуру. Виявилося, що при значенні добротності вихідного контуру більше за 3 у спектрі вихідного сигналу наявне задовільне значення придушення вищих гармонік сигналу. При значенні добротності вихідного

контур 10 відбувається значне зниження ККД підсилювача та звуження робочого діапазону частот.

4. При аналізі роботи подальшої модифікації підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром та додатковим паралельним контуром отримано систему рівнянь та умов, що дозволяють отримати форми напруги та струму на активному елементі, що задовольняють умовам високоефективного ключового підсилювача потужності класу Е. Внесення у схему додаткового паралельного контуру, налаштованого в околі гармоніки робочої частоти, дозволяє отримати зменшене значення пікової напруги на ключі завдяки більш пласкій формі напруги. Положення точки мінімуму напруги може задаватися як параметр, який використовується при розв'язанні системи рівнянь та, таким чином, можна отримувати безліч варіантів розв'язків для значень елементів вихідного кола підсилювача при збереженні виконання умов для напруги підсилювача потужності класу Е.

5. Експериментальне дослідження підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром та додатковим паралельним контуром показало гарне співпадіння з теоретичним розрахунком та моделюванням. Отримано в експерименті зменшення пікової напруги на транзисторі на 12% у порівнянні зі схемою класу Е без додаткового паралельного контуру.

6. Проведено експериментальні дослідження впливу зміни значення коефіцієнту заповнення на характеристики трьох варіантів підсилювачів потужності, виконані на основі підсилювача потужності класу Е з вихідним паралельним контуром, а саме, підсилювача без додаткового контуру (клас Е), з контуром $L_n C_n$, налаштованим на другу (клас Е/Ф₃) та третю гармоніку робочої частоти. Отримані експериментальні результати показують зниження максимальної напруги на стоці при збереженні ефективних енергетичних характеристик, тому існує безліч способів створення високоефективних підсилювачів потужності із задоволенням необхідних вимог у різних умовах.

Результати досліджень даного розділу наведено у таких публікаціях:

1. Denis Makarov. Transmission-Line Load Network Design Technique for Class-E Power Amplifiers / D. Makarov, Yu. Rassokhina, V. Krizhanovski, A. Grebennikov // *High Frequency Electronics, Summit Technical Media, LLC. (USA)*, V. 16, No. 10, Oct. 2017.– P.22, 24-31,34,35.
2. Moïse Safari Mugisho. Generalized Class-E Power Amplifier With Shunt Capacitance and Shunt Filter /M. Safari Mugisho, **D. G. Makarov**, Yu. V. Rassokhina, V. G. Krizhanovski, A. Grebennikov, M. Thian // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (USA)*, vol. 67, no. 8, pp. 3464-3474, Aug. 2019.
3. Makarov D. G. High-Frequency Class-E Power Amplifier with Shunt Filter / D. G. Makarov, Ju. V. Rassokhina, V. G. Krizhanovski, A. Grebennikov // 2016 International Conference Radio Electronics & Info Communications (UkrMiCo) Year: 2016 Pages: 1 - 4.
4. Makarov D. G. Experimental investigation of class E power amplifier with shunt filter broadband characteristics for different quality factor / D. G. Makarov, V. G. Krizhanovski, D. V. Chernov, A. V. Grebennikov // *2017 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo)*, Odessa, 2017, pp. 1-4.
5. Moïse Safari Mugisho. Exploring the Design Flexibility of the Class-E Power Amplifier with Shunt Capacitance and Shunt Filter / M. Safari Mugisho, M. Thian, A. Grebennikov, **D. G. Makarov**, V. G. Krizhanovski // *2019 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, Orlando, FL, USA, 2019, pp. 1-4.
6. Makarov D. G. Experimental investigation of high frequency class-E power amplifier with parallel and series shunt filters / D. G. Makarov, V. G. Krizhanovski, Yu. V. Rassokhina // *Збірники наукових праць професорсько-викладацького складу ДонНУ імені Василя Стуса*, [S.l.], p. 185-186, july 2019.
7. Denis Makarov. Experimental Study of Class E Family Power Amplifiers with Shunt Filter for Reduced Duty Ratio / D. G. Makarov, V. V. Kryzhanovskyi,

D. V. Chernov, V. G. Krizhanovski, P. Colantonio, A. Grebennikov // *2020 23rd International Microwave and Radar Conference (MIKON)*, Warsaw, Poland, 2020, pp. 84-87.

РОЗДІЛ 5

РЕАЛІЗАЦІЯ ПІДСИЛЮВАЧІВ НВЧ В УМОВАХ ОБМЕЖЕНЬ ІНТЕГРАЛЬНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ

При розробці високоефективних підсилювачів, що працюють у діапазоні НВЧ треба брати до уваги багато особливостей, що унеможливають застосування методів побудови, що зазвичай використовуються у ВЧ застосуваннях. По-перше, пасивні елементи вхідних та вихідних узгоджувальних кіл не можуть розглядатися як зосереджені та на НВЧ будуть являти собою сукупність індуктивностей та ємностей зі складними резонансними характеристиками. Через це, починаючи вже з частот у сотні, а в деяких випадках, і з одиниць МГц, треба застосовувати лише безвивідні компоненти з відомими паразитними параметрами та резонансними властивостями, або переходити до розподілених узгоджувальних кіл на основі смужкових та мікросмужкових ліній. Причому, чим вища робоча частота, тим менший типорозмір безвивідних компонентів повинен застосовуватися, але при великих значеннях вихідної потужності втрати на пасивних компонентах можуть призвести до їх руйнування. У мікросмужкових застосуваннях великий вплив має анізотропія матеріалу підкладки та втрати в матеріалі, що залежать ще й від зовнішніх умов. Також слід брати до уваги паразитні компоненти активних приладів, транзисторів.

Велике значення має також гранично допустима напруга транзистора, що обмежується технологією виробництва транзистора. При зменшенні розмірів до інтегральних процесів виробництва допустима напруга може складати усього одиниці вольт, тому для створення високоефективних підсилювачів доводиться застосовувати спеціальні методи: зменшення напруги використанням кінцевого значення індуктивності ВЧ дроселя живлення, каскодне включення транзисторів, тощо.

5.1 Особливості побудови надширокосмугового підсилювача в інтегральному виконанні

Стрімкий розвиток систем зв'язку призводить до збільшення кількості каналів передачі, швидкості передачі інформації, що у свою чергу спричиняє підвищення якості обладнання. Число клієнтів бездротових мереж постійно збільшується. З'являється безліч нових систем зв'язку, що використовують низькі рівні потужності і працюють у надширокосмугових діапазонах частот. У порівнянні з вузькосмуговим сигналом, надширокосмуговий сигнал має лише невелику тривалість в часі, а його частотний спектр дуже широкий [95].

Бездротові надширокосмугові системи зв'язку мають широку смугу пропускання з фактичною дальністю передачі приблизно 10 метрів і швидкістю передачі даних від 110 Мбіт/с до 480 Мбіт/с. В таких системах розсіювана потужність дуже мала, діапазон частот від 3,1 до 10,6 ГГц [95], а рівень щільності потужності випромінювання складає не більше -41 дБм/МГц. Ця високошвидкісна технологія може бути застосована в бездротовій мережі, підключенні до домашньої мережі, радарі ближньої дії і т. Д Конкретні пристрої, такі як мультимедійні програвачі, передавання високоякісних телевізійних зображень, супутникове телебачення та передача даних є деякими прикладами її застосування [96–97].

У даному підрозділі представлений підсилювач потужності на базі стандартної 0,18-мкм КМОН технології для надширокосмугових систем зв'язку [98–99]. Незважаючи на вік даної технології, вона широко використовується і в даний час, тому що частотні якості задовольняють сантиметровому діапазону довжин хвиль, а вихідна потужність та напруга живлення лежать у межах потрібних для багатьох застосувань. Використання каскодної схеми включення транзисторів у каскадах підсилювача дозволяє зменшити взаємозв'язок між входом та виходом і допомагає знизити напругу на кожному транзисторі у вихідному каскаді. LC-контур, що задає робочу частоту, складається тільки з однієї інтегральної спіральної котушки індуктивності і паразитних ємностей транзисторів. Таким чином спрощується схема за рахунок використання

небажаних паразитних елементів транзисторів в мікросхемі та зменшується площа кристала мікросхеми.

Вихідні дані для проектування підсилювача були наступними: смуга частот 4,1 – 4,6 ГГц, вихідна потужність 32 мВт, амплітуда вхідного сигналу 0,15 В. Схема підсилювача представлена на рис. 5.1 [98].

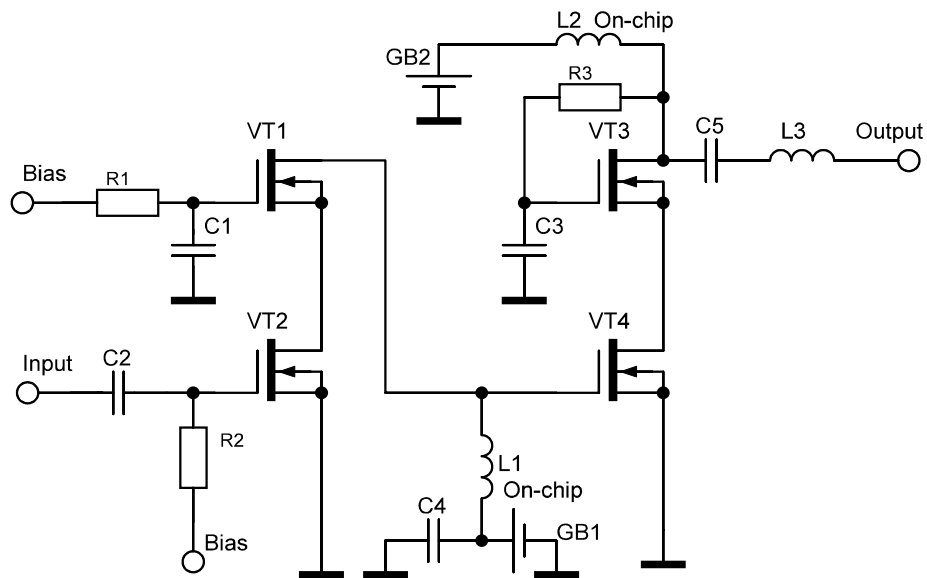


Рис. 5.1. Схема інтегрального надширокопasmового підсилювача

Перший каскад підсилювача (передпідсилювач) складається з двох транзисторів, що з'єднані за каскодною схемою для кращої розв'язки входу-виходу. Ширина затвора транзисторів передпідсилювача складає 96 мкм. Подача напруги живлення для передпідсилювача, а також для зміщення затвора вихідного каскаду забезпечується за допомогою лише однієї ланки. Ця схема складається з однієї спіральної індуктивності $L1$ на кристалі і вихідної ємності передпідсилювача разом із ємністю затвора вихідного каскаду. Цей низькодобротний LC-контур резонує в центрі смуги частот, забезпечує необхідну смугу пропускання підсилювача і не вимагає додаткових елементів, що задають робочу частоту, таких як вбудовані конденсатори на кристалі, а необхідна частотна залежність досягається лише за рахунок паразитних ємностей польових транзисторів.

Вихідний каскад являє собою підсилювач потужності класу В з кутом провідності 180° та має в своєму складі два транзистори, що підключені за

каскадною схемою. Ширина затворів цих транзисторів складає 320 мкм. Необхідний опір навантаження може бути розрахований за формулою

$$R_L = \frac{V_{dd}^2}{2P_{out}} [5].$$

Він складає 54 Ом, що дуже близько до стандартного значення опору у 50 Ом та, таким чином, немає необхідності у додаткових перетворювачах імпедансів чи узгоджувальних колах.

Один з головних викликів при створенні інтегральних однокристальних підсилювачів потужності є максимально допустима напруга на елементах мікросхеми, що обмежена технологією та визначається в основному напругою пробоя оксидів, яка для 0,35 мкм КМОН технології становить 7,5 В, для 0,25 мкм – 5 В, а для 0,18 мкм – всього 4 В. У підсилювачі потужності класу С амплітуда напруги стоку може в 2 рази перевищувати напругу живлення і сягати до 3,6 В при стандартному значенні напруги живлення 1,8 В для 0,18 мкм КМОН технології. Таким чином, необхідно зменшувати напругу живлення і, відповідно, опір навантаження, що призводить до зниження ефективності, оскільки опір втрат стає порівнянним з опором навантаження, а також вимагає додаткового узгоджувального кола між транзистором і стандартним навантаженням 50 Ом. Замість цього використовується каскадна схема включення транзисторів [100], завдяки якій можливо уникнути виходу транзистора з ладу через високу пікову напругу стоку

У схемах із загальним витоком максимальна напруга затвор-витік дорівнює максимальній вхідній напрузі, а максимальна напруга стік-витік – це максимальна напруга стоку, що спостерігається при закритому транзисторі.

У схемах включення транзистора з загальним затвором максимальна напруга затвор-витік визначається за формулою

$$V_{GS\ max} = V_{th} + V_{in\ peak}. \quad (5.1)$$

Тут V_{th} – порогова напруга транзистора, $V_{in\ peak}$ – пікова вхідна напруга. Максимальне значення напруги затвора має місце, коли вхідна напруга буде

менша за $V_G - V_{th}$ і транзистор знаходиться у відкритому стані. Максимальна напруга стік-витік в цьому випадку описується формулою

$$V_{DS\ max} = V_{drain\ max} - V_G + V_{th}. \quad (5.2)$$

Це значення має місце, коли вхідна напруга вища за $V_G - V_{th}$ і транзистор у закритому стані. Таким чином, максимально допустима напруга живлення у схемі з загальним затвором може бути вища, ніж для схеми з загальним витоком. У свою чергу, схема із загальним затвором характеризується низьким вхідним опором. Щоб уникнути цього, використовується каскодне включення транзисторів, утворене комбінацією двох каскадів: транзистор, включений по схемі із загальним витоком та ключ із загальним затвором. У вимкненому стані напруга на стоці транзистора, включеного по схемі із загальним витоком зростає до $V_G - V_{th}$, отже, максимальна напруга стік-витік становить

$$V_{drain\ max} - V_G + V_{th}.$$

Недоліком є те, що у каскодній схемі включення транзисторів опір у відкритому стані подвоюється за рахунок двох послідовно включених транзисторів, відповідно, для зменшення резистивних втрат потрібно використовувати більш широкі транзистори, що неминуче збільшує вихідну ємність. Також необхідно звернути увагу, що вихідна ємність у каскодній схемі не дорівнює ємності двох послідовно з'єднаних ємностей стік-витік, а складним чином залежність від ємностей стік-підкладка та витік-підкладка.

Для забезпечення зміщення затвора у даній каскодній конфігурації використовується схема самозміщення [101], яка показана на рис. 5.2.

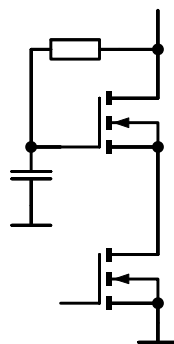


Рис. 5.2. Схема самозміщення при каскодному включенні

За рахунок розташування резистора і конденсатора на кристалі усувається необхідність у додатковій контактній площадці, яка в іншому випадку була б потрібна для живлення затвора каскодного транзистора напругою зміщення.

Моделювання роботи даного підсилювача було проведене за допомогою програми ADS, використовуючи моделі компонентів, надані виробником. Напруга живлення першого каскаду та зміщення вихідного каскаду складала 0,9 В, напруга живлення вихідного каскаду складала 1,8 В. Модельовані залежності вихідної потужності та ККД від частоти показані на рис. 5.3 [98].

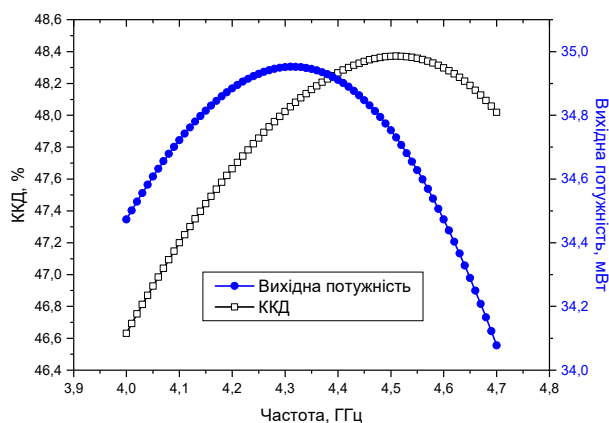


Рис. 5.3. Вихідна потужність та ККД від частоти

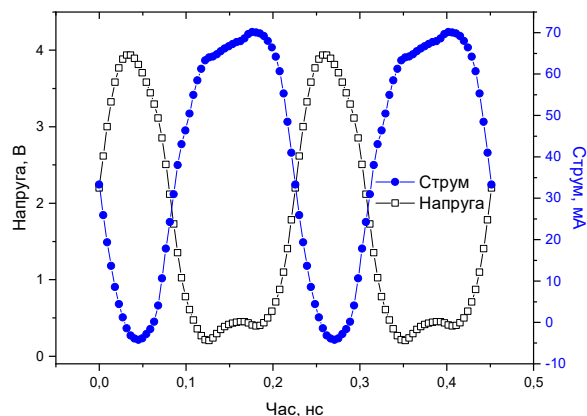


Рис. 5.4. Форми напруги та струму стоку вихідного транзистора

Форми напруги та струму стоку транзистора вихідного каскаду показані на рис. 5.4 та підтверджують роботу підсилювача у класі В. Як видно, вихідна потужність складає 34,7 мВт та змінюється не більше, ніж на 1,5% в межах робочого діапазону частот 4,1 – 4,6 ГГц з ККД 47,5%.

На рис. 5.5 показана топологія кристалу мікросхеми, створена в ПЗ Cadence [98–99]. Розміри кристала 2x1 мм. Як видно, спіральні котушки індуктивності на кристалі займають велику площу у порівнянні з іншими елементами, тому використання тільки однієї вбудованої котушки індуктивності, що визначає робочу частоту, дозволяє зменшити площу кристала і вартість усього пристрою.

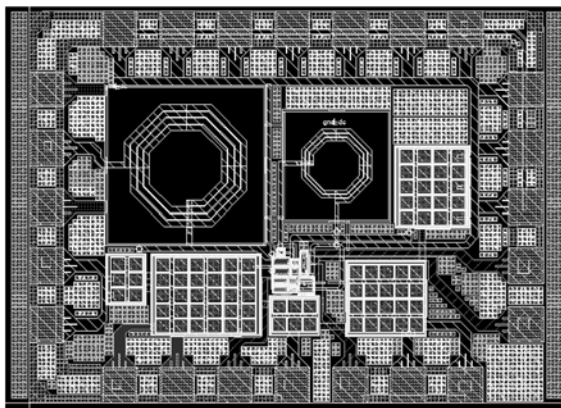


Рис. 5.5. Топологія кристалу мікросхеми

Спіральна котушка індуктивності на стоці транзистора у вихідному каскаді разом з дротяним виводом з кристалу до контактної площадки діють як ВЧ-дросель і повинні мати якомога низький паразитний опір і в той же час високу індуктивність. Тому ширина спіральної лінії повинна бути настільки великою, наскільки дозволяє процес. Таким чином, ця котушка займає велику частину площі кристалу.

Таким чином, представлений двокаскадний підсилювач потужності для надширокосмугових систем зв'язку використовує каскодну схему включення транзисторів, що дозволило знизити зв'язок вхід-вихід і збільшити напругу живлення, незважаючи на обмеження напруги пробою, що задається 0,18-мкм КМОН технологією. Використання тільки однієї частотно-визначальної спіральної котушки індуктивності на кристалі між каскадами підсилювача разом з паразитними ємностями транзисторів дозволило мінімізувати кількість пасивних інтегральних компонентів і, відповідно, площу і вартість кристала. Підсилювач забезпечує вихідну потужність 34,7 мВт на навантаженні 50 Ом з ККД 47,5% при напрузі живлення 1,8 В у діапазоні частот 4,1 – 4,6 ГГц.

5.2 НВЧ підсилювач класу E в інтегральному виконанні

Також існує багато приладів, у яких можуть виникати умови виконання більш потужних та ефективних НВЧ підсилювачів у інтегральному виконанні, такі як системи телекомунікацій, радарні системи. Попит на ці пристрої стимулює тенденцію до реалізації однокристальних трансиверів за дешевою

КМОН технологією. Реалізація закінченого прийомо-передавача в одному кристалі змушує технологію надавати можливості для інтеграції радіочастотних схем на одному кристалі. І той час, як функції приймача: малoshумлячий підсилювач, змішувач успішно реалізовані в інтегрованому вигляді, інтеграція одного з основних компонентів – підсилювача потужності залишається складним завданням. Це основна причина щодо повільного впровадження однокристальних трансиверів. Дискретні інтегровані підсилювачі потужності реалізовані в більш дорогих технологіях, таких як GaAs. Характеристики цих підсилювачів потужності краще, ніж у їх аналогів, реалізованих за технологією КМОН, але вони не інтегруються з іншим пристроєм [101 – 104].

У типовому бездротовому трансивері енергоспоживання в модулі вихідного підсилювача потужності переважає в порівнянні з рештою пристроїв. Наприклад, приймальний модуль пристрою, реалізований за 0,25-мкм КМОН технологією, споживає всього 25 мА постійного струму [105]. Таким чином, підвищення ефективності вихідного каскаду призводить до значного зниження енергоспоживання та продовження терміну служби батарей.

Звичайні вимоги до підсилювачів потужності для мобільних трансиверів – це висока ефективність, висока вихідна потужність, коефіцієнт підсилення, лінійність і можливість роботи при більш низькій напрузі живлення. Однак, деякі стандарти передачі інформації не вимагають лінійності вихідного каскаду завдяки використанню цифрових схем модуляції. Таким чином, це дозволяє використовувати у вихідному каскаді високоефективні нелінійні підсилювачі потужності класу E, для яких розроблена достатньо нескладна теорія та нескладність у реалізації [5].

Класична схема підсилювача потужності класу E показана на рис. 5.6.

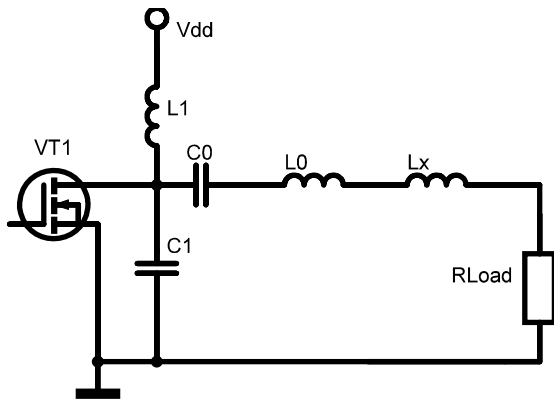


Рис. 5.6. Схема підсилювача класу E

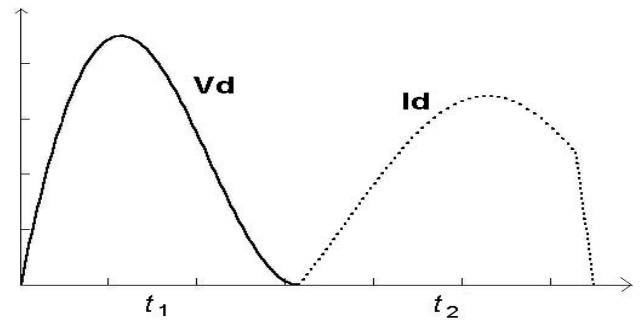


Рис. 5.7 – Ідеальні форми напруги та струму у підсилювачі класу E

Вона включає в себе транзистор, працюючий у ключовому режимі, паралельний транзистору конденсатор C_1 , що включає в себе вихідну паразитну ємність транзистора, ВЧ дросель L_1 , послідовний контур L_0C_0 , налаштований на робочу частоту, котушку індуктивності L_x , яка зазвичай включена до складу індуктивності L_0 та резистора навантаження R_{Load} . Необхідні форми напруги та струму на транзисторі показані на рис. 5.7. Як видно, у будь-який момент часу немає перекривання між формами напруги та струму. Також, для уникнення втрат потужності при перемиканні, відкриття транзистора повинне відбуватися у момент часу з нульовою напругою та нульовою похідною напруги. Таким чином, максимально можливий ККД для підсилювача класу E складає 100%.

Для такої схеми існують прості методи розрахунку [5], але виникають труднощі при практичному виконанні ВЧ дроселя з високим значенням індуктивності, особливо у інтегральному вигляді. Тому для таких випадків можна застосовувати схеми підсилювача класу E з паралельною ланкою, у якій котушка L_1 є частиною вихідного кола і не повинна мати доволі високого значення індуктивності [12], як показано на рис. 5.8.

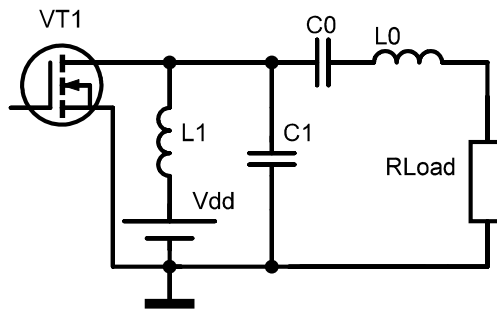


Рис. 5.8. Схема підсилювача класу Е з паралельною ланкою

Для даної схеми є розрахункові формули, за якими визначаються параметри елементів [12]:

$$R = 1,365 \frac{V_{dd}^2}{P_{out}}, L_1 = 0,732 \frac{R}{\omega}, C_1 = \frac{0,685}{\omega R}. \quad (5.3)$$

Параметри послідовного контуру $L_0 C_0$ залежать від навантаженої добротності та можуть бути записані наступним чином:

$$L_0 = \frac{RQ}{\omega}, C_0 = \frac{1}{\omega^2 L_0}. \quad (5.4)$$

У порівнянні з опором навантаження і ємністю C_1 для ідеального підсилювача потужності класу Е [5] при тій же вихідній потужності і напрузі живлення в цій конфігурації можна використовувати більші значення опору навантаження і шунтуючої ємності (отже, в цій ємності може бути поглинено більше паразитної ємності транзистора).

Як вже зазначалося вище, одним з недоліків КМОН-технології є низька якість спіральних інтегральних котушок індуктивності, які мають мале значення добротності, великі втрати в підкладці і паразитний опір. Замість них в представленій конструкції використані дротяні індуктивності, що з'єднують кристал з контактними площадками та характеризуються порівняно великою добротністю. Ще один недолік – низька напруга пробою інтегральних КМОН транзисторів, яка для 0,18-мкм КМОН технології складає 4 В. У підсилювачах потужності класу Е амплітуда напруги стоку може бути вище напруги живлення в 3,56 рази та для уникнення необхідності знижувати напругу живлення, використовується каскодна схема включення транзисторів [105]. Додатково для спрощення схеми зміщення транзистора використовується схема самозміщення

(рис. 5.2), завдяки чому уникнена необхідність мати додаткове джерело напруги та контактну площадку. Виходячи з (5.1) та (5.2), максимально допустима напруга у каскодній конфігурації збільшується та перевищення напруги при роботі транзистора у класі Е не перевищить гранично допустиму напругу, визначену технологією.

Головні джерела втрат у підсилювачі потужності класу Е, припускаючи ідеальні умови перемикачання без втрат, це паразитні опори котушок індуктивності та опір транзистора у відкритому стані. Для дротяних індуктивностей значення втрат приймається на рівні $\alpha = 0,1-0,4$ Ом/нГн.

Розрахуємо внески паразитних елементів в загальні втрати у даному підсилювачі. Паразитний опір котушки L_1 зменшує амплітуду напруги на стоці транзистора. Запишемо значення постійного струму

$$I_{dd} = \frac{V_{dd}}{R_{dc} + R_1}. \quad (5.5)$$

Тут R_{dc} – опір підсилювача по постійному струму для джерела живлення, R_1 – паразитний опір котушки індуктивності L_1 . Таким чином, напруга живлення V_{dd} може бути записана як

$$V_{dd} = V_{drain} + I_{dd}R_1, \quad (5.6)$$

де V_{drain} напруга стоку. Підставляючи (5.5) в (5.6) отримуємо

$$V_{drain} = V_{dd} \left(1 - \frac{R_1}{R_{dc} + R_1} \right) = V_{dd} \left(1 - \frac{\alpha L_1}{R_{dc} + \alpha L_1} \right). \quad (5.7)$$

Виходячи з того, що вихідна потужність пропорційна квадрату напруги, запишемо

$$P_{out, V_{drain}} = P_{out, V_{dd}} \left(1 - \frac{\alpha L_1}{R_{dc} + \alpha L_1} \right)^2. \quad (5.8)$$

Внесок у загальний ККД підсилювача від неідеальності даної індуктивності можна охарактеризувати коефіцієнтом $\eta = \frac{P_{out, loss}}{P_{ideal}}$, де $P_{out, loss}$ – вихідна потужність після врахування втрат на розглядуваному елементі; P_{ideal} – вихідна потужність в ідеальному випадку. Таким чином, ККД для індуктивності L_1 може бути записаний як

$$\eta_{L_1} = \frac{P_{out,V_{drain}}}{P_{out,V_{dd}}} = \left(1 - \frac{\alpha L_1}{R_{dc} + \alpha L_1}\right)^2. \quad (5.9)$$

Через те, що значення номіналів елементів вихідного кола залежать від повного значення резистивного опору навантаження, що включає в себе опір, розрахований за (5.3) та паразитний опір індуктивності L_0 , необхідно перевизначити значення компонентів:

$$L'_0 = \frac{Q(R + \alpha L_0')}{\omega}, L'_0 = \frac{QR}{\omega - \alpha Q}. \quad (5.10)$$

Індуктивність L_1 :

$$L'_1 = 0,732 \frac{R + \alpha L_0'}{\omega}. \quad (5.11)$$

Ємності C_0 та C_1 :

$$C'_0 = \frac{1}{\omega^2 L'_0}, C'_1 = \frac{0,685}{R + \alpha L_0'}. \quad (5.12)$$

Далі знайдемо внесок індуктивності L_0 у загальний ККД схеми. Її паразитний опір знижує амплітуду напруги на навантаженні R_{Load} .

$$V_{out} = V_R - I_R R_0. \quad (5.13)$$

Тут V_{out} – напруга на опорі навантаження R_{Load} , V_R – напруга, прикладена до послідовно з'єднаних опорів R_{Load} та паразитного опору R_0 , що залежить від напруги на стоці та визначена умовами роботи підсилювача класу Е, I_R – вихідний струм, що може біти записаний як

$$I_R = \frac{V_R}{R + R_0}. \quad (5.14)$$

Підставляючи (5.14) у (5.13) отримуємо

$$V_{out} = V_R \left(1 - \frac{R_0}{R + R_0}\right). \quad (5.15)$$

Таким чином, вирази для вихідної потужності та ККД через внесок паразитного опору індуктивності L_0 :

$$P_{outLo} = P_{out} \left(1 - \frac{R_0}{R_0 + R}\right)^2, \quad (5.16)$$

$$\eta_{Lo} = \left(1 - \frac{R_0}{R_0 + R}\right)^2 = \left(\frac{R}{R_0 + R}\right)^2 = \left(\frac{\omega L_0 / Q}{\omega L_0 / Q + \alpha L_0}\right)^2 = \left(\frac{\omega}{\omega + \alpha Q}\right)^2. \quad (5.17)$$

Наступне джерело втрат потужності – опір транзистора у відкритому стані R_{on} , потужність на якому розсіюється тільки протягом проміжку часу, коли ключ замкнено. Втрати потужності можуть бути записані як

$$P_{lossRon} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_s^2(\theta) R_{on} d\theta, \quad (5.18)$$

де $\theta = \omega t$ – фаза, $i_s(\theta)$ – струм через транзистор:

$$i_s(\theta) = \frac{V_{dd}}{\omega L_1} + I_R(\sin(\theta + \phi) - \sin \phi), I_R = \frac{1,21V_{dd}}{\omega L_1}, \phi = 15^\circ [6]. \quad (5.19)$$

Після інтегрування отримуємо втрати потужності:

$$P_{lossRon} = \frac{2,3V_{dd}^2 R_{on}}{\omega^2 L_1^2}. \quad (5.20)$$

ККД для опору у відкритому стані:

$$\eta_{Ron} = 1 - \frac{P_{lossRon}}{P_{out}}. \quad (5.21)$$

Таким чином, повний ККД підсилювача:

$$\eta_{overall} = \eta_{L_1} \cdot \eta_{L_0} \cdot \eta_{Ron}. \quad (5.22)$$

Вихідна потужність після врахування вищевизначених втрат:

$$P_{out,new} = \frac{V_{drain}}{R_{dc}} \eta_{L_0} - P_{lossRon}. \quad (5.23)$$

Проте, коригування значень елементів не проводилося через неможливість зниження вихідної ємності транзистора. Її зменшення (зменшення ширини транзистора) призвело б до збільшення опору у відкритому стані і, отже, до збільшення втрат, які б нівелювали будь-який позитивний ефект від корекції значень елементів.

Наведені вище формули дають наступні результати при розрахунку підсилювача потужності класу Е: вихідна потужність 234 мВт, стоковий ККД 82%. Результати моделювання показали 240 мВт і 86% відповідно. Опір транзистора у відкритому стані дорівнював 0,2 Ом, коефіцієнт $\alpha = 0,3$ Ом/нГн. Таким чином, видно, що результати знаходяться в добрій відповідності і даний підхід може бути застосований для розрахунку втрат в підсилювачах потужності класу Е.

Вихідними даними для моделювання були: частота 2,4 ГГц, вихідна потужність 0,3 Вт, напруга живлення 1,2 В. З формул (5.3) опір навантаження

склав 6,5 Ом. Для його перетворення в стандартне значення 50 Ом використовувалася узгоджувальна ланка, що складається з ємності, паралельної навантаженню, і послідовної індуктивності [108]. Ця індуктивність може бути включена в дротяну послідовну індуктивність L_0 , і, вихідне коло складається лише з трьох реактивних компонентів, оскільки шунтуюча ємність входить в вихідну ємність транзистора.

Щоб уникнути тривалого часу перехідних процесів і пов'язаних з ним втрат через неповне перемикання транзистора між відкритим та закритим станами, бажано подавати на затвор форму напруги, максимально близьку до прямокутної. В якості попереднього підсилювача для підсилювача потужності класу Е можна використовувати логічні схеми, але у цьому випадку споживання потужності серйозно зростає, або каскад класу F [103–104], що значно ускладнює загальну схему підсилювача. Замість цього в даній роботі використовується каскад класу С, навантажений паралельним резонансним контуром. Контур утворений індуктивністю навантаження каскаду попереднього підсилювача, вихідною ємністю транзистора попереднього підсилювача і вхідною ємністю транзистора вихідного каскаду класу Е. Ніяких додаткових узгоджувальних або елементів зсуву не потрібно, що дозволяє спростити схему.

Схема одного модуля підсилювача представлена на рис. 5.9 [107].

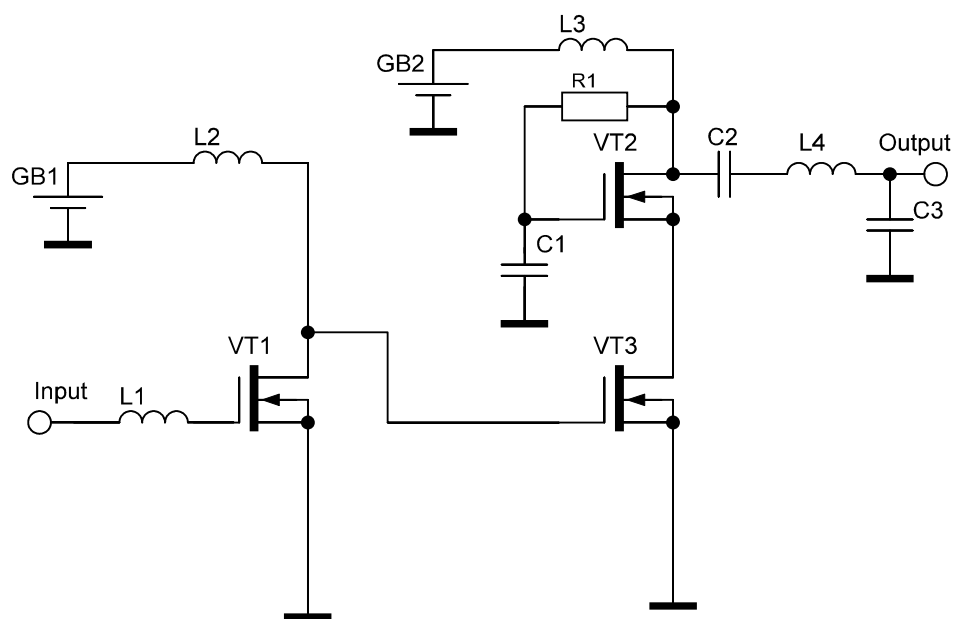


Рис. 5.9. Схема одного модуля інтегрального підсилювача класу Е

Повна конструкція підсилювача складається з двох модулів, що працюють у протифазі, а для узгодження симетричного виходу з несиметричним навантаженням застосовується симетруючий трансформатор – балун у вигляді кільцевого мосту на мікросмужковій лінії [108]. Запропонована топологія друкованої плати показана на рис. 5.10.

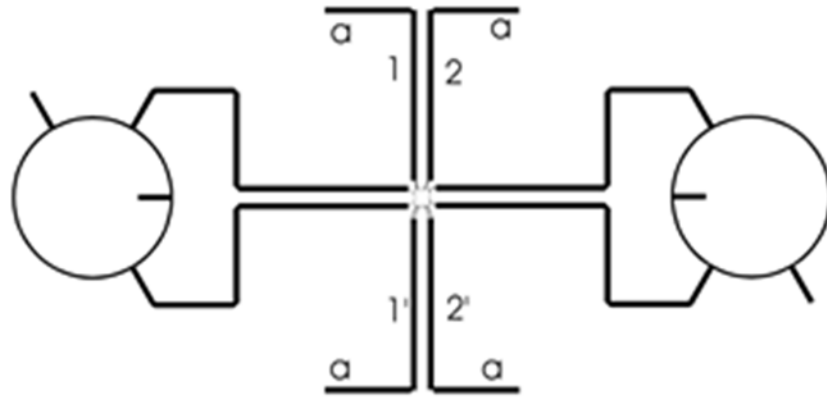


Рис. 5.10. Топологія друкованої плати для підсилювача

Тестова плата буде виконана на тефлоні з відносною діелектричною проникністю $\varepsilon = 2,6$, товщиною 0,506 мм і товщиною лінії 80 мкм. Мікрополоскові балуни виготовляються з шириною ліній 0,7 мм (імпеданс 70 Ом), радіус кільця 21 мм. Всі інші лінії і шлейфи мають ширину 1,38 мм (імпеданс 50 Ом). Лінії 1, 1' та 2, 2' використовуються для подачі напруги живлення на попередній і вихідний каскад відповідно. Вони мають довжину напівхвилі (42,7 мм). Паралельно з'єднані чвертьхвильові розімкнуті шлейфи (довжина 21,4 мм) забезпечують коротке замикання по ВЧ в місцях з'єднання проводів з лініями. Якщо доступні якісні високочастотні конденсатори великої ємності, їх переважно використовувати замість шлейфів.

Кристал прикріплюється в центрі друкованої плати. Живлення на кожний каскад подається через 4 паралельних дротяних індуктивності, оскільки саме 4 індуктивності, розташовані з максимальною щільністю, забезпечують необхідну загальну індуктивність 0,32 нГн. Результати моделювання підсилювача показані нижче на рис. 5.11 – 5.13 [107].

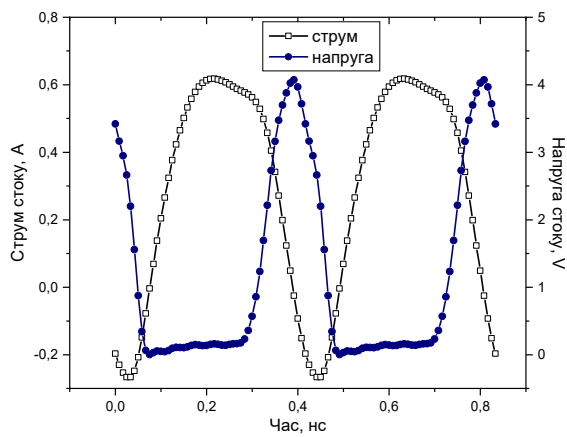


Рис. 5.11. Форми напруги та струму
стоку

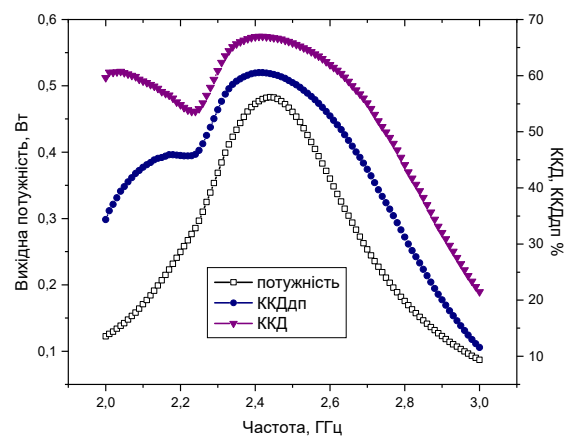


Рис. 5.12. Частотні залежності
вихідної потужності, ККД та ККДдп

Як видно з рис. 5.11, форма напруги стоку підтверджує, що виконуються умови перемикання класу Е. Частотні залежності вихідної потужності, ККД та ККД по доданий потужності (ККДдп) показані на рис. 5.12. Вихідна потужність на робочій частоті 2,4 ГГц становить 0,47 Вт з ККДдп 60%. На рис. 5.13 показана залежності вихідної потужності, ККД та ККДдп від напруги живлення [107]. Такий хід залежності властивий підсилювачам, що працюють у ключових режимах, тобто, класу Е.

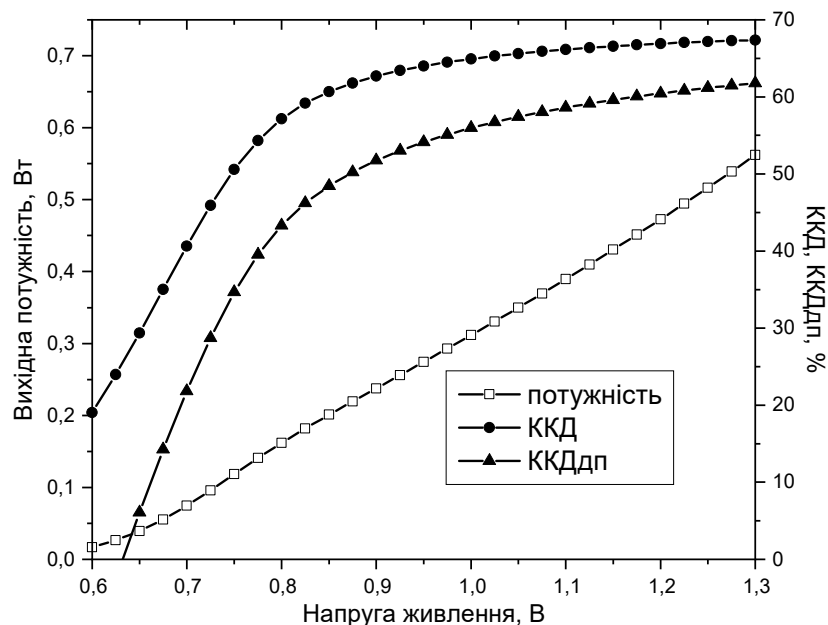


Рис. 5.13. Залежності вихідної потужності, ККД та ККДдп від напруги
живлення

У таблиці 5.1 показане порівняння декількох інтегральних підсилювачів з даною схемою.

Таблиця 5.1

Порівняння характеристик інтегральних підсилювачів

	[102]	[103]	[105]	[106]	[107]
Частота, МГц	700	900	900	1900	2400
Технологія, мкм	0,35	1,5	0,25	0,35	0,18
Напруга живлення, В	2,3	5	1,8	2	1,2
Вихідна потужність, мВт	1000	200	900	1000	470
ККД _{дп} , %	62	49	41	48	60

5.3. Висновки до розділу 5

1. Двокаскадний підсилювач потужності для надширокополосних систем зв'язку був розроблений і промодельований для реалізації в стандартній 0,18-мкм КМОН технології. Використання каскодної схеми включення транзисторів і оригінального способу подання напруги зміщення та використання тільки однієї частотно-визначальної спіральної котушки індуктивності на кристалі між каскадами підсилювача разом з паразитними ємностями транзисторів дозволило мінімізувати кількість пасивних інтегральних компонентів, спростити схему та, відповідно, площу і вартість кристала. Підсилювач забезпечує вихідну потужність 34,7 мВт з ККД 48% в смузі частот 4,1 – 4,6 ГГц при напрузі живлення 1,8 В.

2. Розраховано і промодельовано підсилювач потужності класу Е на частоту 2,4 ГГц в інтегральному виконанні на основі 0,18-мкм КМОН технології. Використання каскодної схеми включення транзисторів вихідного каскаду дозволяє використовувати стандартну напругу живлення для отримання більшої вихідної потужності без ризику пробією транзисторів в підсилювачі класу Е. Застосування попереднього каскаду класу С з паралельним контуром дозволяє значно спростити схему, виключивши елементи, що необхідні для

міжкаскадного узгодження. Також вихідне коло класу Е складається з паразитної вихідної ємності транзистора, дротяної індуктивності між кристалом та контактною площадкою і лише однієї зовнішньої ємності, паралельної навантаженню. Модельована вихідна потужність склала 0,47 Вт на стандартному опорі навантаження 50 Ом з 60% ККДп.

Результати досліджень даного розділу наведено у таких публікаціях:

1. Д. Г. Макаров. Расчет и моделирование усилителя класса Е в интегральном исполнении на частоту 2,4 ГГц / Д. Г. Макаров, В. В. Крыжановский // Радиофизика и электроника, том 12, № 2, 2007, с. 439-443. ИРЭ НАН Украины, 2007, ISSN 1028-821X.
2. Макаров Д. Г. Усилитель класса Е в интегральном исполнении на частоту 2,4 ГГц / Д. Г. Макаров, В. В. Крыжановский // VI Харківська конф. молодих науковців "Радіофізика та електроніка" 13-14 грудня 2006 р. Програма конф. та збірник анотацій. Харків, ІРЕ. с. 23-24.
3. Makarov D. G. CMOS 0.18-um integrated power amplifier for UWB systems / D. G. Makarov, V. V. Krizhanovskii, Chang Shu, V. G. Krizhanovskii // Proc. of 4th Int. Conf. on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, 15-19 September, 2008, Sevastopol, Ukraine, Kharkiv, KNU pp. 153-155. ISBN 978-1-4244-2738-3. IEEE Catalog Number: CFP08587-PRT.

ВИСНОВКИ

У дисертації проведено теоретичний аналіз, моделювання та експериментальне дослідження характеристик та властивостей підсилювачів та автогенераторів класу Е за умови модифікації їх схем та уточнення параметрів моделей.

1. Розроблено, виготовлено й досліджено нову конструкцію автогенератора класу Е з подовженим колом зворотного зв'язку, що включає в себе ФНЧ, який діє у ролі лінії затримки. Лінія затримки вводить додатковий фазовий зсув, завдяки чому покращується стабільність частоти генератора за рахунок збільшення ефективної добротності зворотного зв'язку. Експериментальне дослідження смуги синхронізації, зміни частоти в залежності від напруги живлення і зсуву фази при зміні індуктивності в колі зворотного зв'язку підтверджує поліпшення стабільності частоти генератора. Запропонована відносно проста модифікація схеми генератора може знайти застосування в багатьох областях, де потрібно використовувати вискоефективний генератор з поліпшеною частотною стабільністю.

2. Вперше отримано аналітичні вирази для розрахунку характеристик та елементів схеми та значення навантажувального імпедансу транзистора НВЧ підсилювача класу Е на SiC транзисторі CRF24010 з урахуванням розподіленого опору транзистора у відкритому стані. Показано, що аналітичний розрахунок з окремим урахуванням втрат в транзисторі демонструє добре узгодження з експериментальними результатами. За результатами аналізу отримано нові уточнені умови на можливості реалізації підсилювача класу Е при наявності втрат в транзисторі.

3. За результатами аналізу, моделювання та експериментальних досліджень широкосмугових підсилювачів класу Е на SiC та GaN транзисторах, показано, що для точного опису поведінки SiC транзистора CRF24010 при роботі у ключовому режимі класу Е необхідно використовувати нелінійну модель транзистора Ангелова замість моделі Матерки, яка більш спрощено описує роботу транзистора. Також визначено, що присутня в моделі GaN транзистора

NPTB00025 паразитна RC-ланка, паралельна вихідній ємності транзистора, може не враховуватися при розрахунку НВЧ підсилювача класу E на GaN транзисторі NPTB00025.

4. Запропоновано аналітичний метод розрахунку підсилювача потужності класу E з паралельним вихідним контуром та ненульовим послідовним реактивним опором з явним виведенням оптимальних форм сигналів напруги та струму та параметрів вихідного кола з їх перевіркою за допомогою моделювання. Форми напруги та струму демонструють роботу підсилювача у класі E для розрахованої конфігурації вихідного кола та наперед заданого значення послідовної, зазвичай паразитної, реактивності, яка включена в метод розрахунку. Експериментально показана важливість наявності якомога меншого значення паразитного послідовного опору елементів вихідного паралельного контуру для отримання високих значень ККД.

5. Отримано систему рівнянь та умов, що дозволяють розраховувати форми напруги та струму на транзисторі для підсилювача класу E з вихідним паралельним контуром та додатковим паралельним контуром. Внесення у схему додаткового паралельного контуру, налаштованого в околі гармоніки робочої частоти, дозволяє отримати зменшене значення пікової напруги на транзисторі завдяки більш пласкій формі напруги. Положення точки мінімуму напруги може задаватися як параметр, що використовується при розв'язанні системи рівнянь та, таким чином, можливо отримувати безліч варіантів розв'язків для значень елементів вихідного кола підсилювача при збереженні виконання умов класу E. Підтверджено співпадіння теоретичного розрахунку, моделювання та результатів експерименту. Отримано зменшення пікової напруги на транзисторі на 12% у порівнянні зі схемою класу E без додаткового паралельного контуру.

6. Проведені експериментальні дослідження впливу зміни значення коефіцієнту заповнення на характеристики трьох варіантів підсилювачів потужності, виконані на основі підсилювача потужності класу E з паралельним вихідним контуром, а саме – підсилювача без додаткового контуру та з додатковим паралельним контуром, налаштованим на другу та третю гармоніки

робочої частоти, показують зниження максимальної напруги на транзисторі при збереженні ефективних енергетичних характеристик, тому існує безліч способів створення високоефективних підсилювачів потужності із задоволенням необхідних вимог у різних умовах.

7. Досліджено особливості реалізації НВЧ підсилювачів в інтегральному виконанні для реалізації в стандартній 0,18-мкм КМОН технології на прикладі підсилювача потужності для надширокосмугових систем зв'язку на діапазон частот 4,1 – 4,6 ГГц та підсилювача потужності класу Е на частоту 2,4 ГГц. Використання каскодної схеми включення транзисторів для обох типів підсилювачів дозволяє підняти напругу живлення без ризику пробою транзисторів. У надширокосмуговому підсилювачі застосовано використання тільки однієї спіральної котушки індуктивності на кристалі між каскадами підсилювача, яка разом з паразитними ємностями транзисторів визначає необхідний частотний діапазон, що дозволило мінімізувати кількість пасивних інтегральних компонентів, спростити схему та, відповідно, площу і вартість кристала. Вихідне коло підсилювача класу Е складається з паразитної вихідної ємності транзистора, дротяної індуктивності між кристалом та контактною площадкою і лише однієї зовнішньої ємності, паралельної навантаженню, що також спрощує реалізацію схеми завдяки використанню паразитних елементів в якості елементів схеми.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. M. K. Kazimierczuk, RF Power Amplifiers. 2nd ed. 2015 John Wiley & Sons Ltd. 686 p
2. Grebennikov A., Sokal N.J., Franco M.J. Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers. Oxford, Academic Press, Elsevier, 2012.– 677 p.
3. Colantonio, Paolo. High efficiency RF and microwave solid state power amplifiers / Paolo Colantonio, Franco Giannini, Ernesto Limiti. – NY, Jihn Wiley & Sons Ltd? 2009 – 502 p.
4. Albulet M. RF Power amplifiers. Atlanta: Noble publ.–2001.–376 p.
5. Крыжановский В.Г. Транзисторные усилители с высоким КПД / Крыжановский В.Г. – Донецк: Апекс, 2004.– 448 с.
6. Крижановський В.Г., Макаров Д. Г., Чернов Д. В., Крижановський В. В. Автогенератори класу Е. За ред. В. Г. Крижановського, ДонНУ імені Василя Стуса, "Нілан-ЛТД", Вінниця, 2017.– 220 с.
7. Sokal N.O. Class E – a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers / Sokal N.O., Sokal A.D. // IEEE Journal of Solid-State Circuits.– June 1975.– №3.– V.SC-10. – P.168-176.
8. Артым А.Д. Ключевой режим работы генераторов высокой частоты / Артым А.Д. // Радиотехника.– 1969.–Т. 24, № 6.– С.58-64.
9. Попов И.А. Ключевой режим однотактного транзисторного генератора / Попов И.А. [сб. Полупроводниковые приборы в технике электросвязи].– М.: Связь, 1970.– Вып.5.– С 15-35.
10. Raab F. H. Idealized Operation of the Class E tuned power amplifier // IEEE Trans. On Circuits and Systems.– V. CAS-24, No.12.– December 1977.–P.725-735.
11. Kazimierczuk M. K. Class E Tuned Power Amplifier with Shunt Inductor / Kazimierczuk M. K. // IEEE Jour. of Solid-State Circuit.– Feb. 1981.– V.SC-16, №1, p. 2-7.

12. Grebennikov A.V., Jaeger H. Class E with Parallel Circuit – A New Challenge For High-Efficiency RF And Microwave Power Amplifiers / *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 2002, Paper TJ2D-1, pp. 1627-1630.
13. N. Kumar, C. Prakash, A. Grebennikov and A. Mediano, "High-Efficiency Broadband Parallel-Circuit Class E RF Power Amplifier with Reactance-Compensation Technique," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 3, pp. 604-612, March 2008, doi: 10.1109/TMTT.2008.916906.
14. A. Grebennikov, "High-Efficiency class-E power amplifier with shunt capacitance and shunt filter," *IEEE Trans. Circuits and Syst. I: Regular Papers*, vol. 63, no. 1, pp. 12-22, Feb. 2016.
15. A. Sheikhi, M. Hayati and A. Grebennikov, "A Design Methodology of Class-E/F3 Power Amplifier Considering Linear External and Nonlinear Drain–Source Capacitance," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 2, pp. 548-554, Feb. 2017, doi: 10.1109/TMTT.2016.2635658.
16. Liu, C., Lin, Q., & Ghannouchi, F. M. (2020). Highly efficient wideband parallel-circuit class-E/F3 power amplifier's design methodology. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. doi:10.1049/iet-map.2019.0887
17. P. Chen, K. Yang and T. Zhang, "Analysis of a Class-E Power Amplifier with Shunt Filter for Any Duty Ratio," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 64, no. 8, pp. 857-861, Aug. 2017, doi: 10.1109/TCSII.2016.2609393.
18. C. Liu and Q. Cheng, "Analysis and Design of High-Efficiency Parallel-Circuit Class-E/F Power Amplifier," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, no. 6, pp. 2382-2392, June 2019, doi: 10.1109/TMTT.2019.2902548.
19. A. Grebennikov, "High-efficiency class E/F lumped and transmission line power amplifiers," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 59, no. 6, pp. 1579–1588, Jun. 2011

20. Kaczmarczyk Z. High-Efficiency Class E, EF_2 , and E/F_3 Inverters / Kaczmarczyk Z. // IEEE Trans. on Industrial Elect.– Oct. 2006.– V.53, №5.– P.1584-1593.
21. Yang, Z., Li, M., Dai, Z., Xu, C., Jin, Y., Li, T., & Tang, F. (2020). A Generalized High-Efficiency Broadband Class-E/ F_3 Power Amplifier Based on Design Space Expanding of Load Network. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1–1. doi:10.1109/tmtt.2020.3009530
22. Sheikhi, A., Thian, M., & Vafaei, M. (2018). Broadband Parallel-Circuit Class-E Amplifier with Second Harmonic Control Circuit. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 1–1. doi: 10.1109/tcsii.2018.2874983
23. Liu, C., Huang, X.-D., & Cheng, Q.-F. (2018). High-efficiency class E/ F_3 power amplifiers with extended maximum operating frequency. IEICE Electronics Express, 15(12), 20180503–20180503. doi: 10.1587/elex.15.20180503
24. M. Acar, A. J. Annema, and B. Nauta, “Analytical design equations for class-E power amplifiers,” IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, vol. 54, no. 12, pp. 2706–2717, Dec. 2007
25. Y. Leng et al., “An extended topology of parallel-circuit class-E power amplifier using transmission-line compensation,” IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 61, no. 4, pp. 1628–1638, Apr. 2013.
26. Thian, M., & Fusco, V. F. (2011). Analysis and Design of Class- E_3F and Transmission-Line Class- E_3F_2 Power Amplifiers. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 58(5), 902–912. doi:10.1109/tcsi.2010.2090571
27. Kee S.D., Aoki I., Hajimiri A., Rutledge D. The Class-E/ F Family of ZVS Switching Amplifiers//IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.– Vol. 51.– No. 6, June 2003.–P. 1677-1690
28. Kee S.D., Aoki I., Hajimiri A., Rutledge D. Class E/ F switching power amplifiers. Pat. USA 6724255B2, Заяв. 9.10.2001, Оpubл. Apr. 20.04.2004, МКИ H03F 3/217, H03F 1/14.

29. M. Thian and V. Fusco, "Idealised operation of zero-voltage-switching series-L/parallel-tuned Class-E power amplifier," *IET Circuits Devices Syst.*, vol. 2, no. 3, pp. 337-346, Jun. 2008.
30. T. Mury and V. F. Fusco, "Series-L/parallel-tuned comparison with shunt-C/series-tuned Class-E power amplifier," *IEE Proc. Circuits Devices Syst.*, vol. 152, no. 6, pp. 709-717, Dec. 2005.
31. Yang, J.-R. A class E power oscillator for 6.78-MHz wireless power transfer system. *J. Electr. Eng. Technol.* 2018, 13, 220–225.
32. M. M. Ahmadi and S. Pezeshkpour, "A Self-Starting Class-E Power Oscillator with an Inverting Gate Driver," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 10, pp. 8344-8354, Oct. 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2949533.
33. Tsuyoshi Inaba, Hirotaka Koizumi. Class E/F₃ Tuned Power Oscillator // *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 33, No. 2, Feb. 2018, P. 1420-1427
34. Vladimir Krizhanovski, Volodymyr Kryzhanovskyi, Andrei Grebennikov Class E oscillator with two switchable frequencies /15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET - 2020), Lviv-Slavske, Ukraine, February 25 – 29, 2020
35. M. M. Ahmadi and M. Salehi-Sirzar, "A Self-Tuned Class-E Power Oscillator," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 5, pp. 4434-4449, May 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2859387.
36. Krizhanovski V.G., Chernov D.V., Grebennikov Andrei Low-Voltage Class E/F₃ High Frequency Oscillator // 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering, Lviv-Slavske, Ukraine 2018 Pages: 607 – 611. **DOI:** 10.1109/TCSET.2018.8336275
37. Cantu H.I., Mury T., Fusco V.F. Inverse Class E amplifier and oscillator phase noise characteristics /European Microwave Conf., 2007. 9-12 Oct. 2007 P. 740 – 742
38. Krizhanovskii V. V. Time Domain Measurement of the Class E Oscillator Frequency Stability / Krizhanovskii V. V., Sergienko S. P. // Modern Problems

- of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science: XIIth International Conference TCSET'2014, February 25 - March 1, 2014: proc. – Lviv-Slavske, Ukraine, 2014. – P. 234.
39. Krizhanovskii V. V. Experimental Study of Phase Noise in Synchronized HF Class E Oscillator / Vladimir V. Krizhanovskii // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science: XIth Int. Conf. TCSET'2012, February 21-24, 2012: proc. – Lviv-Slavske, Ukraine, 2012. – P. 171.
 40. Принцовский В. А. Фазовые шумы автогенератора СВЧ класса Е / Принцовский В. А., Крыжановский В. В. // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2008»: 4-я межд. мол. науч.-техн. конф., 21-25 апреля 2008 г.: материалы конф. – Севастополь: СевНТУ, 2008. – С. 161.
 41. R. Miyahara, X. Wei, T. Nagashima, T. Kousaka, and H. Sekiya, “Design of class-EM oscillator with second harmonic injection,” IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol.59, no.10, pp.2456–2467, Oct. 2012.
 42. Laskovski A. N., Yuce M. R. Class-E Oscillators as Wireless Power Transmitters for Biomedical Implants /3rd Int. Symp. on Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies (ISABEL), 2010 Rome, 7-10 Nov. 2010. P. 1-5.
 43. Чернов Д. В. Развитие методов расчета и построения активных устройств класса Е на полевых транзисторах [Текст] : дис. ... канд. техн. наук : 05.12.13 / Чернов Дмитрий Викторович ; Донец. нац. ун-т. - Донецк, 2011. - 190 л.
 44. Fortes F. A Second Harmonic Class-F Power Amplifier in Standard CMOS Technology / Fortes F., do Rosario M.J. // IEEE Trans. on MTT.–V.49, № 6.– 2001.– P.1216-1220.
 45. O'Sullivan J.A. Investigation into SiGe HBT class E/F PA efficiency at 2 GHz for VDD from 1 to 1.8 V / O'Sullivan J.A.; McCarthy K.G.; Murphy A.C.; Murphy P.J. // IEEE Micr. and Wireless Comp. Letters.– April 2006.– V.16, №4.– P.170-172.

46. Tu S.H.-J. Class E RF tuned power amplifiers in CMOS technologies: theory and circuit design considerations / Tu S.H.-J. // IEEE Communications Magazine. –2004.–V.42, № 9.– P.6-11.
47. Huang Min Zhe. An Integrated 2.4GHz CMOS Class F Power Amplifier / Huang Min Zhe, Bin A'ain A.K., Kordesch A.V. // IEEE International Conference on Semiconductor Electronics, ICSE '06. Oct. 29 2006-Dec.1.– 2006.– P. 537-540.
48. M.A.S. Bhuiyan, M.T.I. Badal, M.B.I. Reaz, M.L. Crespo, and A. Cicuttin, “Design Architectures of the CMOS Power Amplifier for 2.4 GHz ISM Band Applications: An Overview,” Electronics, vol 8, no. 5, pp. 477, 2019, DOI: 10.3390/electronics8050477.
49. Mikołajewski M. A self-oscillating h.f. power generator with a Class E resonant amplifier // Bulletin of The Polish Academy of Sciences Technical Sciences. 2013. - Vol. 61, No. 2. - P. 527- 534.
50. Georgiadis A., Collado A. Improving range of passive RFID tags utilizing energy harvesting and high efficiency Class-E oscillators // Proc. 6th Eur. Conf. on Antennas and Propagation (EUCAP) 1. - 2011. - P. 3455–3458.
51. Krizhanovski V.G., Chernov D.V., Kazimierczuk M.K. Low-Voltage Electronic Ballast Based on Class E Oscillator // IEEE Transactions On Power Electronics. – 2007. - Vol. 22, No. 3. – P. 863-870.
52. Kryzhanovskyi V.G. Class-E Self-Excited Oscillator With Expanded Tuning Bandwidth // Telecommunications and Radio Engineering. – 2014. -Vol. 73, Issue 15. - P. 1387-1395.
53. Nagashima T., Wei X., Tanaka H.-A., Sekiya H. Locking Range Derivations for Injection-Locked Class-E Oscillator Applying Phase Reduction Theory // IEEE Transactions on Circuits and Systems—I: Regular Papers. 2014. - Vol. 61, No. 10. - P. 2904-2911.
54. Kazimierczuk M.K., Krizhanovski V.G., Rassokhina J.V., Chernov D.V. Class-E MOSFET tuned power oscillator design procedure // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. – 2005. – Vol. 52, Issue 6. – P. 1138–1147.

55. Kazimierczuk M. K. RF Power Amplifier. Chichester. - John Willy & Sons, 2008. – 405 p.
56. Ohira T. What in the word Q? // Microwave Magazine. - 2016. - P. 42-49.
57. Зевеке Г. В., Ионкин П. А., Нетушил А. В., Страхов С. В. Основы теории цепей. Учебник для вузов. Изд 4-е, переработанное. М., «Энергия», 1975.
58. Kryzhanovskyi V.V., Chernov D.V. Experimental study phase noise in HF class E oscillator // Vestnic Donetsk national university. A: Nature science. – 2010. - Issue 2. - P.123-126 (in Russian).
59. Kazimierczuk M. K., Krizhanovski V. G., Rassokhina Ju. V., Chernov D. V. Injection-Locked Class-E Oscillator // IEEE Trans. on Circuits and Systems I. Regular Papers. – 2006. - Vol. 53, No. 6. – P. 1214-1222.
60. Ohira T. Extended Adler's injection locked Q factor formula for general one- and two-port active device oscillator // IEICE Electronics Express. – 2010. - Vol. 7, No. 19. - P. 1486-1492.
61. Makarov D. G., Kryzhanovskyi V. V., Chernov D. V. Class E Oscillator with Electrically Enlogated Feedback Network, 2016 International Conference Radio Electronics & Infocommunications (UkrMiCo), September 11-16, 2016, Kiev, Ukraine, Conference Proceedings, p. 25-26.
62. A. Sayed and G. Boeck, "Two-stage ultrawide-band 5-W power amplifier using SiC MESFET", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 53, pp. 2441-2449, no. 7, July 2005.
63. Кищинский А. А. «Усилители мощности диапазона 0.8-2.5 ГГц на SiC-транзисторах» / В кн. «16-я международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" Севастополь, 11-15 сентября 2006 г.: Материалы конференции» –Севастополь: "Вебер", 2006.– С.171-172.
64. M. Franco, A. Katz, "Class-E silicon carbide VHF amplifier", IEEE MTT-s Int. Microwave Symp. Digest, June, 2007.

65. R. S. Pengelly, "A comparison between class E power amplifiers employing LDMOS FETs and SiC MESFETs", wireless and microwave tech conf, IEEE, 2004.
66. Крижановський В. Г., Принцовський В.А. Бабко Д.В. Пожидаев И.А. Надвисокочастотний підсилювач класу Е. Патент України на корисну модель №23407. Зареєстровано 25.05.2007, бюл. №7. По заявці №200613546 від 20.12.2006 р.
67. Крыжановский В.Г., Принцовский В.А. Цепь фильтрации гармоник в СВЧ усилителе мощности класса Е с расширенной полосой/ В кн. «17-я международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" Севастополь, 10-14 сентября 2007 г.: Материалы конференции».— Севастополь: "Вебер", 2007.—С.58-59.
68. Крыжановский В. Г. Расширение полосы частот усилителя мощности путем двукратного выполнения условий класса Е, *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника*, Т.56, №12, 2013, С. 35-46.
69. Denis G. Makarov. SiC MESFET microwave power amplifier / D.G. Makarov, V.A. Printsovskii, V.G. Krizhanovski, A.A. Kistchinsky // MIKON-2008. XVII International Conference of Microwaves, Radar and Wireless Communication. Poland, Wroclaw, May 19-21, 2008, Conference Proceedings, vol. 3. —P.591-593
70. A. Sayed and G. Boeck, "Modeling of SiC MESFETs for broadband PA applications", in GeMiC 2005.
71. A. Sayed and G. Boeck, "An empirical large signal model for silicon carbide MESFETs", in 13th GAAS Symp.— Paris, 2005.
72. Alinikula, P. Optimum component values for a lossy Class E power amplifier. / 2003 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest. Piscataway, NJ, USA, 2003.— Vol. 3.—P. 2145-2148.
73. Макаров Д.Г. Широкополосный усилитель класса Е на основе SiC транзистора / Д.Г. Макаров, В.Г. Крыжановский, В.А. Принцовский // VIII

- Харківська конференція молодих науковців «Радіофізика та електроніка, біофізика» 25-27.11.2008р.–ІРЕ, Харків–С.83
74. Angelov I. An empirical table-based FET model / I. Angelov, N. Rorsman, J. Stenarson, et al. // IEEE trans. Microwave theory and tech. – 1999, – Vol. 47.– pp.2350-2357.
 75. Sayed A. Ultra Wideband 5 W Hybrid Power Amplifier Design Using Silicon Carbide MESFETS. Thesis on Master of Engineering / A. Sayed // core.ac.uk/reader/57701880 143 p.
 76. Крыжановский В.Г. Построение СВЧ усилителя класса Е на SiC транзисторе с большим сопротивлением в открытом состоянии / В.Г. Крыжановский, Д.Г. Макаров, А.А. Кишинский // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2010. – 53, №6. – С. 13-21
 77. Крижановський В. Г. Розвиток методів аналізу і принципів побудови активних пристроїв з високим коефіцієнтом корисної дії. – дис. ... докт. техн. наук. – 05.12.07 – антени та пристрої мікрохвильової техніки. – Харківський національний університет радіоелектроніки, Харків, 2010
 78. Sher Azam, Wide bandwap semiconductor (SiC & GaN) power amplifiers in different classes. Linkoping studies in science and technology. Thesis no. 1374, Linkoping 2008.
 79. Han Gil Bae, Renato Negra, Slim Boumaiza, Fadhel M. Ghannouchi, “High-efficiency GaN class-E power amplifier with compact harmonic-suppression network”. Proceedings of the 37th European Microwave Conference, 2007, pp. 1093–1096.
 80. www.nitronex.com
 81. Printsovskii V.A., Krizhanovski V.G. Transmission-line microwave class-E amplifier / MIKON-2004. XV Int. Conf. of Microwaves, Radar and Wireless Communication. Poland, Warszawa, May 17-21, 2004, Conf. Proc., vol.1.– P.39-41.
 82. Denis G. Makarov. GaN class E wideband microwave power amplifier / D.G. Makarov, V.G. Krizhanovski, A.A. Kistchinsky // MIKON-2010. XVIII

- International Conference of Microwaves, Radar and Wireless Communication. Vilnius, LITHUANIA, June 14-16, 2010, Conference Proceedings, C1-5.
83. R. E. Zulinski and J. W. Steadman, "Class E power amplifiers and frequency multipliers with finite dc-feed inductance," *IEEE Trans. Circuits and Systems*, vol. CAS-34, pp. 1074-1087, Sep. 1987.
 84. D. G. Makarov, Ju. V. Rassokhina, V.G. Krizhanovski, and A. Grebennikov, "High-frequency Class-E power amplifier with shunt filter", *2016 Int. Conf. Radio Electronics & Info Communications (UkrMiCo)*, pp.1-4.
 85. Moïse Safari Mugisho, Makarov D. G., Rassokhina Yu. V., Krizhanovski V. G., Grebennikov A., Thian M. Generalized Class-E Power Amplifier With Shunt Capacitance and Shunt Filter. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Aug, 2019, vol. 67, no. 8. P. 3464-3474.
 86. Makarov D. G., Krizhanovski V. G., Chernov D. V., Grebennikov A. V. Experimental investigation of class E power amplifier with shunt filter broadband characteristics for different quality factor, *2017 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo)*, September 11-15, 2017, Odessa, Ukraine, p. 1-4.
 87. Y. Song, S. Lee, E. Cho, J. Lee and S. Nam, "A CMOS Class-E Power Amplifier With Voltage Stress Relief and Enhanced Efficiency," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 2, pp. 310-317, Feb. 2010.
 88. A. Mediano, N. O. Sokal, "A Class-E RF power amplifier with a flat-top transistor-voltage waveform," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 28, No. 11, Nov. 2013, pp. 5215-5221.
 89. H. Madureira; N. Deltimele, E. Kerherve, M. Dematos, S. Haddad, "Design and measurement of class EF2 power oscillator" *Electronics Letters*, 2015, V. 51, Issue: 10, pp. 744-745.
 90. S. Aldhafer, D. C. Yates, P. D. Mitcheson, "Modeling and analysis of class EF and class E/F inverters with series-tuned resonant networks," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 31, No. 5, May 2016, pp. 3415- 3430.

91. D. G. Makarov, V. V. Kryzhanovskiy, V. G. Krizhanovski and A. V. Grebennikov, "Experimental investigation of class E power amplifier with shunt filter for reduced duty ratio," 2018 Int. Conf. on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo), Odessa, Ukraine, 2018, pp. 1-4.
92. D. G. Makarov, V. V. Kryzhanovskiy, D. V. Chernov, V. G. Krizhanovski, P. Colantonio, A. Grebennikov. Experimental Study of Class E Family Power Amplifiers with Shunt Filter for Reduced Duty Ratio, *2020 23rd International Microwave and Radar Conference (MIKON)*, October 5-7, 2020, Warsaw, Poland, pp. 84-87.
93. C. Rong, X. Liu, Y. Xu, M. Xia, R. Xu, T. Zhang, "A broadband microwave GaN HEMTs class EF₃ power amplifier with π -type network," *IEICE Electronics Express*, Vol.14, No.9, pp. 1–7.
94. N.O. Sokal, "RF power amplifiers, classes A through S: how the circuits operate, how to design them, and when to use each – short course," 2000 IEEE MTT-S IMS, Workshop notes, 12 June 2000, Boston, MA.
95. Federal Communications Commission. 2002, *Ultra-Wideband (UWB) First Report and Order*.
96. Sajay Jose. 2004, 'Design of RF CMOS Power Amplifier for UWB Applications', Ph.D. Thesis, Blacksburg, Virginia.
97. Nguyen T.-K., Krizhanovskii V., Lee J., Han S.-K., Lee S.-G, Kim N.-S. and Pyo C.-S., 2006. 'A Low-Power RF Direct-Conversion Receiver/Transmitter for 2.4-GHz-Band IEEE 802.15.4 Standard in 0.18- μ m CMOS Technology' *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 12. 4062-4071.
98. Makarov D.G. CMOS 0.18-um integrated power amplifier for UWB systems / D.G. Makarov, V.V. Krizhanovskii, Chang Shu, V.G. Krizhanovskii // *Proc. of 4th Int. Conf. on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals*, 15-19 September, 2008, Sevastopol, Ukraine, Kharkiv, KNU pp. 153-155.
99. Крижановський В. В. Методи підвищення шумових та енергетичних параметрів надвисокочастотних аналогових інтегральних схем з

- ключовими режимами роботи. – дис. ... канд. техн. наук. – 05.12.07 – антени та пристрої мікрохвильової техніки. – Харківський національний університет радіоелектроніки, Харків, 2015.
100. C. Yoo and Q. Huang, 2001. 'A common-gate switched, 0.9-W class-E power amplifier with 41% PAE in 0.25- μm CMOS', IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 36, no. 5. 823-830.
 101. T. Sowlati, D.M. W. Leenaerts, 2001. 'A 2.4-GHz 0.18- μm CMOS Self-Biased Cascode Power Amplifier', IEEE J. Solid-State Circuits, VOL. 36. 823-830.
 102. K. Mertens and M. Steyaert, "A 700-MHz, 1-Watt fully differential CMOS Class E power amplifier," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 37, pp. 137–141, Feb. 2000.
 103. Y. Tan, M. Kumar, J. K. O. Sin, L. Shi, and J. Lau, "A 900-MHz Fully Integrated SOI power amplifier for single-chip wireless transceiver applications," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 35, pp. 1481-1486, Oct. 2000.
 104. T. Sowlati, C. A. T. Salama, J. Sitch, G. Rabjohn, and D. Smith, "Low voltage, high efficiency GaAs class E power amplifiers for wireless transmitters," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 30, pp. 1074-1080, Oct. 1995.
 105. C. Yoo and Q. Huang, "A common-gate switched, 0.9-W class-E power amplifier with 41% PAE in 0.25- μm CMOS", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 36, no. 5, pp. 823-830, May 2001.
 106. C. Tsai and P. R. Gray, "A 1.9-GHz 1-W CMOS class-E power amplifier for wireless communications," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 34, pp. 962-970, July 1999.
 107. Д. Г. Макаров. Расчет и моделирование усилителя класса Е в интегральном исполнении на частоту 2,4 ГГц / Д. Г. Макаров, В. В. Крыжановский // Радиофизика и электроника, том 12, № 2, 2007, с. 439-443. ИРЭ НАН Украины, 2007, ISSN 1028-821X.
 108. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.: ил.

ДОДАТОК А

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Крижановський В. Г., Макаров Д. Г., Чернов Д. В., Крижановський В. В. Автогенератори класу Е : монографія / за ред. В.Г. Крижановського. ДонНУ імені Василя Стуса. – Вінниця: ТОВ «Нілан-ЛТД», 2017. 220 с.
2. Макаров Д. Г., Крыжановский В. В. Расчет и моделирование усилителя класса Е в интегральном исполнении на частоту 2,4 ГГц, *Радиофизика и электроника*, том 12, № 2, 2007, с. 439-443.
3. Крыжановский В. Г., Макаров Д. Г., Кищинский А. А. Построение СВЧ усилителя класса Е на SiC транзисторе с большим сопротивлением в открытом состоянии, *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника*, Т.53, №6, 2010, С. 13-21. (Видання входить до міжнародної бази SCOPUS)
4. Прилипская А. С., Макаров Д. Г., Крыжановский В. Г. Сравнение энергетических характеристик усилителей с суммированием мощности на полевых транзисторах с барьером Шоттки, *Вісник Донецького національного університету, Сер. А: Природничі науки*, Вип. 1, 2010, С. 133-138.
5. Makarov. D., Rassokhina Yu., Krizhanovski V., Grebennikov A. Transmission-Line Load Network Design Technique for Class-E Power Amplifiers. *High Frequency Electronics, Summit Technical Media, LLC. (USA)*, Oct. 2017, V. 16, No. 10. P.22, 24-31,34,35.
6. Moïse Safari Mugisho, Makarov D. G., Rassokhina Yu. V., Krizhanovski V. G., Grebennikov A., Thian M. Generalized Class-E Power Amplifier With Shunt Capacitance and Shunt Filter. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (USA)*, Aug, 2019, vol. 67, no. 8. P. 3464-3474. (Видання входить до міжнародної бази SCOPUS)
7. Патент України на корисну модель № 113374. Автогенератор класу Е / Макаров Д. Г. Автогенератор класу Е / Макаров Д. Г.,

- Крижановський В. В., Чернов Д. В., Крижановський В. Г.; опубл. від 25.01.2017, Бюл. №2, 2017 рік, по заяві №. u201607586 від 11.07.2016.
8. Макаров Д. Г., Крыжановский В. В. Усилитель класса E в интегральном исполнении на частоту 2,4 ГГц. *VI Харківська конференція молодих науковців "Радіофізика та електроніка"*, 13-14 грудня 2006 р. Харків, ІРЕ, с. 23-24.
 9. Макаров Д. Г., Крыжановский В. Г. Двухтактный высокоэффективный усилитель мощности класса E/F_{2,3}. *VII Харківська конференція молодих науковців "Радіофізика та електроніка"*, 12-14 грудня 2007 р. Харків, ІРЕ, с. 64.
 10. D. G. Makarov, V. A. Printsovskii, V. G. Krizhanovski, A. A. Kistchinsky. SiC MESFET microwave power amplifier. *MIKON-2008. XVII International Conference of Microwaves, Radar and Wireless Communication*, May 19-21, 2008, Wroclaw, Poland, Conference Proceedings, vol. 3, p.591-593.
 11. D. G. Makarov, V. V. Krizhanovskii, Chang Shu, V. G. Krizhanovskii. CMOS 0.18-um integrated power amplifier for UWB systems. *4th Int. Conf. on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals*, 15-19 September, 2008, Sevastopol, Ukraine, Kharkiv, KNU, p. 153-155.
 12. Макаров Д. Г., Крыжановский В. Г., Принцовский В. А. Широкополосный усилитель класса E на основе SiC транзистора. *VIII Харківська конференція молодих науковців «Радіофізика та електроніка, біофізика»*, 25-27 листопада 2008р. Харків, ІРЕ, с.83.
 13. Макаров Д. Г., Крыжановский В. Г., Кищинский А. А. Усилители мощности на широкозонных ПТШ. *19-я международная Крымская конференция (Крымико-2009) «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»*, 14-18 сентября 2009 г. Севастополь: «Вебер», Т.1., с.61-62.
 14. D. G. Makarov, V. G. Krizhanovski, A. A. Kistchinsky. GaN class E wideband microwave power amplifier. *MIKON-2010. XVIII International Conference of Microwaves, Radar and Wireless Communication*, June 14-16, 2010 Vilnius, Lithuania, Conference Proceedings, C1-5, p.72-74.

15. Макаров Д. Г., Крыжановский В. Г., Кищинский А. А. Интермодуляционные искажения в усилителях класса Е на основе GaAs и SiC транзисторов. *21-я международная Крымская конференция (Кымыко-2011) «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»*, 12-16 сентября 2011 г. Севастополь: «Вебер», Т. 1, с. 143-144.
16. Прилипская А. С., Макаров Д. Г., Крыжановский В. Г. Усилитель Догерти с использованием GaN транзисторов NPTB00025, *22-я международная Крымская конференция (Крымыко-2012) «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»*, 10-14 сентября 2012 г. Севастополь: «Вебер», Т. 1, с.80-81.
17. Makarov D. G., Rassokhina Ju. V., Krizhanovski V. G., Grebennikov A. High-Frequency Class-E Power Amplifier with Shunt Filter. *2016 International Conference Radio Electronics & Infocommunications (UkrMiCo)*, September 11-16, 2016, Kiev, Ukraine, Conference Proceedings, p. 3-4.
18. Makarov D. G., Kryzhanovskyi V. V., Chernov D. V. Class E Oscillator with Electrically Enlogated Feedback Network, *2016 International Conference Radio Electronics & Infocommunications (UkrMiCo)*, September 11-16, 2016, Kiev, Ukraine, Conference Proceedings, p. 25-26.
19. Makarov D. G., Krizhanovski V. G., Chernov D. V., Grebennikov A. V. Experimental investigation of class E power amplifier with shunt filter broadband characteristics for different quality factor, *2017 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo)*, September 11-15, 2017, Odessa, Ukraine, p. 1-4.
20. Makarov D. G., Kryzhanovskyi V. V., Krizhanovski V. G., Grebennikov A., Experimental investigation of class E power amplifier with shunt filter for reduced duty ratio, *2018 Int. Conf. on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo)*, September 10-14, 2018, Odessa, Ukraine, p. 1-4.
21. Moïse Safari Mugisho, M. Thian, A. Grebennikov, D. G. Makarov, V. G. Krizhanovski. Exploring the Design Flexibility of the Class-E Power Amplifier

- with Shunt Capacitance and Shunt Filter, *2019 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, Orlando, FL, USA, 2019, pp. 1-4.
22. Chernov D. V., Makarov D. G. High-frequency high-voltage class-E DC-AC inverter, *2019 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo)*, September 9-13, 2019, Odessa, Ukraine, p. 1-4.
23. D. G. Makarov, V. V. Kryzhanovskiy, D. V. Chernov, V. G. Krizhanovski, P. Colantonio, A. Grebennikov. Experimental Study of Class E Family Power Amplifiers with Shunt Filter for Reduced Duty Ratio, *2020 23rd International Microwave and Radar Conference (MIKON)*, October 5-7, 2020, Warsaw, Poland, pp. 84-87.

ДОДАТОК Б

Процедура розрахунку автогенератора класу Е з подовженим колом зворотного зв'язку

На рис. Б.1 показана еквівалентна схема кола зворотного зв'язку. На ній позначено перерізи, у яких розраховується вхідний імпеданс кола і набіг фази від перерізу А до перерізу К. Переріз А являє собою еквівалентний вхідний імпеданс транзистора, переріз В додає підключені паралельно стабілітрон і резистивний подільник напруги, що застосовується для подання напруги зсуву на затвор транзистора. Розрахунок ведеться за методикою, описаною у [54], таким чином, щоб отримати у перерізі К наступне значення імпедансу:

$$Z_{in} = R(1 + j \cdot q_K). \quad (\text{Б.1})$$

Тут $R = \frac{0,577V_{DD}^2}{P}$, V_{DD} - напруга живлення, P - вихідна потужність, параметр

$$q_K = \frac{\pi(\pi^2 - 4)}{16} = 1,153 \text{ – умова роботи у класі Е [4, 5].}$$

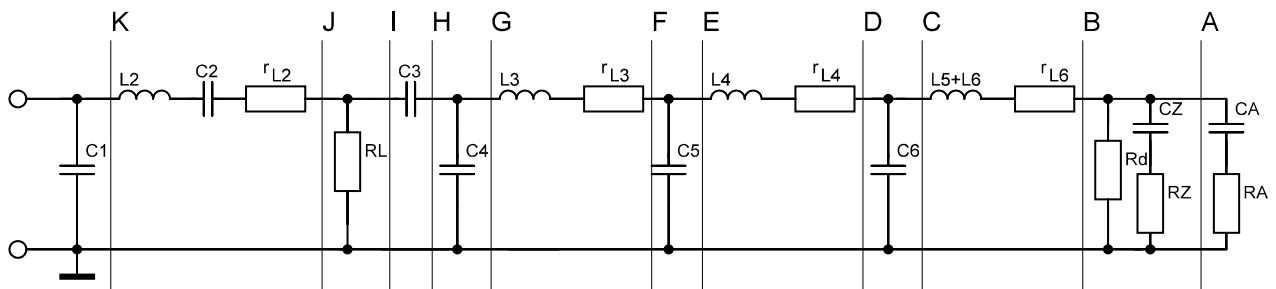


Рис. Б.1. Еквівалентна схема кола зворотного зв'язку

Для роботи даного автогенератора зсув фаз φ_{KA} між перерізами А та К повинен дорівнювати $(164 + 360)$ градусів для виконання умови балансу фаз [6]. Дана величина розраховується як сума зсувів фаз: 196° на транзисторі у класі Е [54], 164° на колі зворотного зв'язку та додатковий зсув фаз, що дорівнює 360 градусів, отримується за допомогою ФНЧ у колі зворотного зв'язку. Ця ділянка кола також повинна являти собою трансформатор опорів, який перетворює опір джерела (ємнісного подільника $C_3 - C_4$) в опір навантаження (вхідний опір в перерізі В) на затворі транзистора VT_1 . Якщо фільтр використовувати не у смузі пропускання, то він може послаблювати потужність сигналу, що приходить на

вхід транзистора. Необхідна для перемикавання транзистора напруга на затворі при цьому забезпечується за рахунок резонансного збільшення напруги на елементах послідовного коливального контуру на вході транзистора.

Зсув фаз у колі зворотного зв'язку обчислюється як сума зсувів фаз між відповідними перерізами схеми на рис. Б.1 [54]. $\varphi_{KB} = \varphi_{KA}$,

$$\varphi_{KB} = \varphi_{CB} + \varphi_{ED} + \varphi_{GF} + \varphi_{IH} + \varphi_{KJ}, \quad (\text{Б.2})$$

тут

$$\varphi_{CB} = \text{atan}(q_C) - \text{atan}(q_B). \quad (\text{Б.3})$$

$q_B = \frac{\text{Im}(Z_B)}{\text{Re}(Z_B)}$ – добротність у перерізі В, Z_B – вхідний імпеданс в перерізі В.

Для інших перерізів отримуємо аналогічні вирази. Розрахунок автогенератора ведеться за умов отримання виразів для імпедансу (Б.1), та зсуву фаз (Б.2), вибору значень ємностей конденсаторів ємнісного подільника C_3 і C_4 для отримання необхідного значення опору R при стандартному значенні опору навантаження $R_L = 50$ Ом, вибору значень елементів ФНЧ L_3, L_4, L_5, C_5 і C_6 для отримання зсуву фаз на секцію ФНЧ, близького до 180° та вибору такого значення індуктивності L_6 щоб отримати послідовний резонанс зі сумарною ємністю затвора транзистора і стабілітрона.

Розрахунок автогенератора буде проводитися з використанням наближеного методу, заснованого на фізичних принципах роботи. Для автогенератора повинні бути виконані дві умови: значення кратності зсуву фаз у колі зворотного зв'язку повинно дорівнювати 2π і коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку повинен дорівнювати одиниці в сталому режимі генерації. Більш того, умови роботи в класі Е повинні виконуватися в імпедансній формі (Б.1) [5, 54].

Метод, який розглянуто в [54], передбачає побудову системи рівнянь, що зв'язує параметри схеми з умовами на зсув фаз та коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку. Для даної схеми автогенератора присутні 9 невідомих значень елементів: $L_2, C_2, C_3, C_4, L_3, C_5, L_4, C_6$ і $L_5 + L_6$ (тут і далі використовується позначення « L_6 », об'єднуючи дві окремі індуктивності). Щоб знайти їх,

необхідно створити систему з 9 рівнянь для реальних значень. Кількість рівнянь можна зменшити, використовуючи рівняння типу (Б.1) для комплексних чисел. Однак, можна створити меншу кількість рівнянь: два рівняння для комплексного вхідного імпедансу вихідного узгоджувального кола, рівняння для величини коефіцієнта підсилення по напрузі і одне для фазового зсуву (Б.2) в колі зворотного зв'язку. Оскільки розв'язок даних рівнянь шукається в площині комплексних чисел, чисельний розв'язок цієї системи зазвичай можливий у вузькому діапазоні значень змінних, що ускладнює використання цього методу, а також складно застосувати інші додаткові умови для співвідношень елементів схеми. Кількість змінних можна зменшити за допомогою деяких припущень – нехай елементи двох секцій в фільтрі нижніх частот будуть однаковими: $L_3 = L_4 = L_f$ та $C_5 = C_6 = C_f$. Це зменшить кількість змінних до 7, а значення L_f може бути обумовлене в обчисленнях. Також можна записати значення ємності $C_f = L_f / \rho^2$ через характеристичний імпеданс контуру $\rho = \sqrt{L_f / C_f}$. Таким чином, число змінних скорочується до 6, але створення та розв'язання такої системи рівнянь все ще лишається нетривіальною задачею.

Розглянемо енергетичний баланс автогенератора класу Е. Перед початком розрахунку треба зробити припущення про деякий реалістичний ККД, наприклад, що стоковий ККД автогенератора буде в діапазоні 0,85–0,9. Припускаючи ККД автогенератора $\eta = 0,85$, для передбачуваної вихідної потужності 1 Вт, отримаємо потужність, на яку треба розраховувати автогенератор:

$$P = 1/0,85 = 1,176 \text{ Вт.} \quad (\text{Б.4})$$

Таким чином, 1 Вт потужності буде розсіюватися у навантаженні, а 0,176 Вт буде розсіюватися в самому автогенераторі, як втрати потужності. Для кількісної оцінки втрат потужності в елементах схеми можна оцінити складові балансу потужності аналогічно до розрахунку для підсилювача класу Е [55].

Для напруги живлення $V_{dc} = 6 \text{ В}$, частоти $f = 4,5 \cdot 10^6 \text{ Гц}$, еквівалентних паразитних опорів котушок індуктивності, а саме, для елементів $r_{L1} = r_{L2} =$

$r_{L3} = r_{L4} = 0,5 \text{ Ом}$, $r_{L6} = 2,5 \text{ Ом}$, часу перемикання транзистора $t_f = 20 \cdot 10^{-9} \text{ с}$, втрати потужності у підсилювачі класу Е, що входить до складу автогенератора, розраховані за методикою [54, 55], складають 0,068 Вт.

Сума втрат потужності в колі зворотного зв'язку автогенератора і потужності, необхідної для керування MOSFET транзистором, становить близько 0,1 Вт. Правильність такої оцінки величини потужності керування підтверджує те, що при перемиканні заряду затвора транзистора $Q_G = 1,8 \text{ нКл}$ вона становить $P_G = fV_{GS}Q_G = 0,065 \text{ Вт}$. Таким чином навантаження автогенератора в перерізі J має вигляд двох паралельно включених опорів 50 Ом та 500 Ом. Загальний опір навантаження в перерізі J буде $R_p = 45,5 \text{ Ом}$. Вважаючи, що опір 500 Ом представляє собою втрати, перерозраховані в переріз J, можна визначити імпеданс в перерізі Н, якщо скористатися додатковою умовою на коефіцієнт передачі між перерізами J і Н.

Для автогенератора класу Е навантажувальний опір дорівнює [5, 55]

$$R = 0,5768 \frac{V_{dc}^2}{P} = 17,663 \text{ Ом.} \quad (\text{Б.5})$$

Цей опір на рис. Б.3(а) позначено, як R_{sJ} . Шунтувальна (паралельна ділянці стік-витік транзистора) ємність C_I визначається так само, як і в підсилювачі класу Е [5, 55]

$$C_1 = \frac{0,1836}{2\pi f R} = 3,676 \cdot 10^{-10} \text{ Ф.} \quad (\text{Б.6})$$

Значення послідовної індуктивності L_2 часто визначається за обраним значенням навантаженої добротності $Q_L = \frac{\omega L_2}{R_{sJ}}$, або по експериментально отриманим значенням. В експериментальному макеті розрахованого автогенератора використана індуктивність $L_2 = 2,29 \text{ мкГн}$.

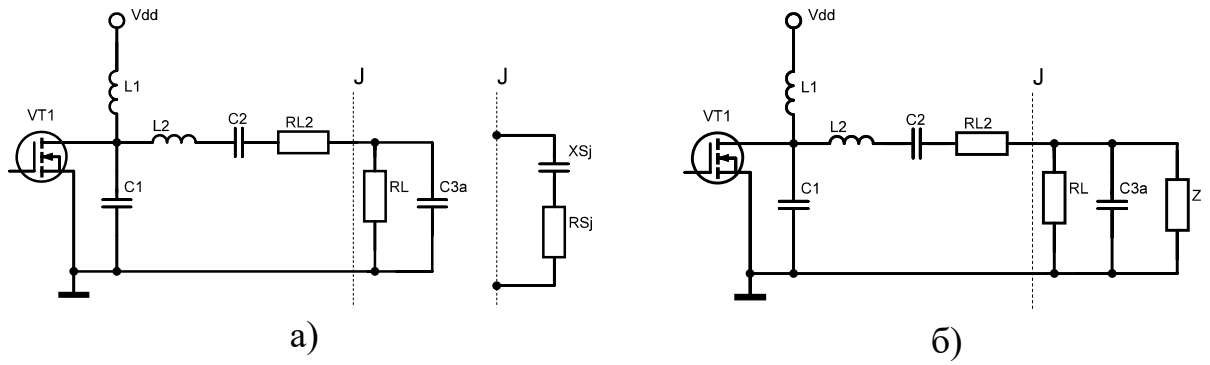


Рис. Б.2. Схема підсилювача класу Е у складі автогенератора та перетворення опорів з визначенням опору, що відповідає за втрати у автогенераторі

Важливою частиною автогенератора є трансформатор опорів, який перетворює опір навантаження R_L , яке зазвичай дорівнює 50 Ом, в навантажувальний опір R_{sJ} , в автогенераторі використовується трансформатор на ємностях C_2 та C_3 . Необхідно мати на увазі той факт, що величина цього опору, пов'язана з активним опором послідовного коливального контуру, на рис. Б.2(б) воно позначене як r_{L2} , оскільки еквівалентний послідовний опір ємності r_{C2} зазвичай значно менший. З урахуванням цього опору фактично ми повинні визначити $R_{sJ} = R - r_{L2} = 17,163$ Ом, і саме цей опір необхідно використовувати при розрахунку ємнісного трансформатору опорів.

Відповідно до методики, викладеної у [54, 55], можна визначити значення ємностей C_2 та C_{3a} , використовуючи той факт, що добротності ланок $C_{3a}-R_L$ та C_s-R_{sJ} дорівнюють один одному:

$$q_J = \frac{R_p}{X_{C_{3a}}} = \frac{X_{C_s}}{R_{sJ}} \quad (\text{Б.7})$$

Тоді:

$$X_{C_{3a}} = \frac{1}{\omega C_{3a}} = \frac{R_p}{q_J}, \quad (\text{Б.8})$$

$$X_{C_s} = \frac{X_{C_{3a}}}{1 + 1/q_J^2}, \quad (\text{Б.9})$$

$$X_{C2} = \frac{1}{\omega C_2} = R_{sJ}(Q_L - q - q_J). \quad (\text{Б.10})$$

Звідси, ємності дорівнюють: $C_2 = 1,676$ нФ, $C_{3a} = 0,999$ нФ.

Далі розрахуємо ємнісний подільник для узгодження імпедансу та введення ослаблення сигналу в колі зворотного зв'язку. На рис. Б.3(а) показано умовний поділ опору R_p на R_L та Z_1 . Позначенням Z_1 показується, що в цьому місці може бути комплексний опір, хоча для розрахунку можна припускати дійсний характер цього імпедансу.

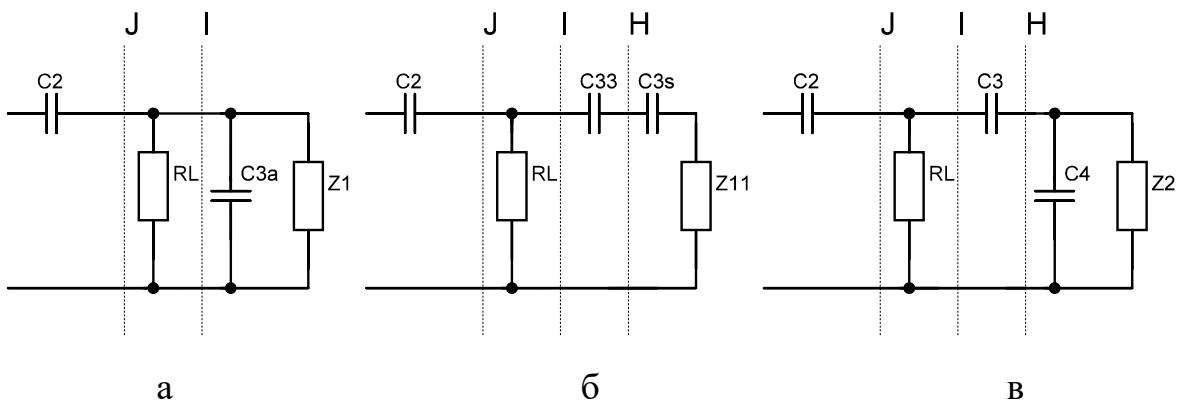


Рис. Б.3. Перетворення схеми для розрахунку значень ємностей C_3 та C_4 схеми автогенератора класу Е

Перерахуємо паралельне з'єднання ємності C_{3a} та імпедансу Z_1 у послідовне з'єднання C_{33} , C_{3s} та Z_{11} . Визначимо $q_I = Z_1/X_{C3a} = 14,12$.

$$Z_{11} = \frac{Z_1}{1+q_I^2} = 2,494 \quad (\text{Б.11})$$

$$X_{C33} + X_{C3s} = \frac{X_{C3a}}{1+1/q_I^2} \quad (\text{Б.12})$$

Виконати подальші перетворення аналогічно до наведених вище рівнянь (Б.7) – (Б.10) в даному випадку не можна, тому що невідомими є 3 з 4 змінних, що входять у вираз, аналогічний до (Б.7). Щоб визначити q_H , запишемо модуль коефіцієнта передачі між перерізами І та Н як функцію q_H .

$$K_V(q_H) = \left| \frac{1}{1 + \frac{X_{C3}(q_H)}{X_{C4}(q_H)} + \frac{X_{C3}(q_H)}{Z_2(q_H)}} \right|. \quad (\text{Б.13})$$

Далі для розрахунку приймаємо його таким, що дорівнює 0.1, вважаючи, що ця величина та додаткове затухання сигналу в ФНЧ компенсуються резонансним збільшенням напруги на затворі транзистора, і амплітуда ВЧ напруги на затворі буде дорівнювати 8 В, що необхідно для ефективного перемикавання транзистора. З рівняння (Б.11), яке можна розв'язати графічним методом, можна побудувати графік по (Б.13) (рис. Б.4), за допомогою якого отримуємо значення $q_H = 1,62$.

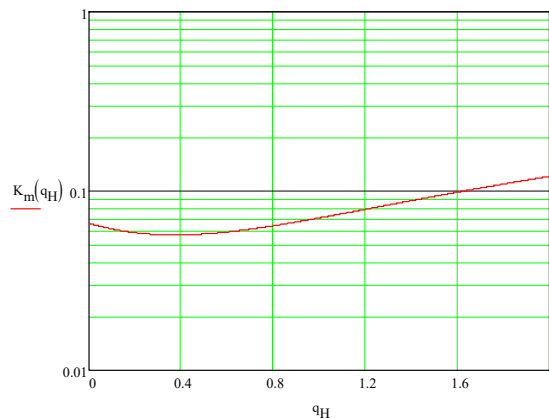


Рис. Б.4. Залежність коефіцієнта передачі між перерізами І та Н для визначення q_H

Тоді:

$$Z_2 = Z_{11}(1 + q_H^2) = 8,88, \quad (\text{Б.14})$$

$$X_{C3s} = Z_{11}q_H, \quad (\text{Б.15})$$

$$X_{C4} = q_H \frac{Z_2}{q_H}, \quad (\text{Б.16})$$

$$C_4 = \frac{1}{\omega X_{C4}} = 6,373 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}, \quad (\text{Б.17})$$

$$X_{C3} = X_{C33} - X_{C3s}, \quad (\text{Б.18})$$

$$C_3 = \frac{1}{\omega X_{C3}} = 1,132 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}. \quad (\text{Б.19})$$

Таким чином, використовуючи енергетичний підхід, можна визначити номінали елементів схеми автогенератора до перерізу Н. Далі, знаючи ці елементи, можна визначити фазовий зсув між перерізами Н та К (Б.1), (Б.2):

$$\varphi_{IH} = \arctg(q_I) - \arctg(q_H) = 0,488, \quad (\text{Б.20})$$

$$\varphi_{KJ} = \arctg(q_K) - \arctg(q_J) = -0,053, \quad (\text{Б.21})$$

$$\varphi_{KH} = \varphi_{KJ} + \varphi_{IH} = -0,053 + 0,488 = 0,435. \quad (\text{Б.22})$$

На ділянці К–Н зсув фаз дорівнює 0,435 рад, або 25°, тому на ділянці кола від G до В необхідно отримати фазовий зсув у 531°.

Розрахуємо елементи схеми між перерізами С і В, а потім дві ланки фільтра нижніх частот. Коефіцієнт передачі між перерізами С і В, вхідний імпеданс в перерізі С, а також зсув фаз між даними перерізами залежать від величини тільки одного елемента – L_6 . Визначимо коефіцієнт передачі і зсув фаз в залежності від L_6 , для цього запишемо імпеданс індуктивності:

$$Z_{L6}(L_6) = r_{L6} + j\omega L_6. \quad (\text{Б.23})$$

Далі знайдемо імпеданс у перерізі В:

$$Z_B = \left(\frac{1}{R_d} + \frac{1}{Z_{dz}} + \frac{1}{Z_A} \right)^{-1}. \quad (\text{Б.24})$$

Тут $R_d = 150 \text{ кОм}$ – еквівалентний опір подільника напруги на затворі транзистора, $Z_{dz} = R_{dz} + (j\omega C_{dz})^{-1} = 1 - j1179 \text{ Ом}$ – імпеданс стабілітрона, $Z_A = 0.5 - j440 \text{ Ом}$ – вхідний імпеданс транзистора на частоті 4,5 МГц. Коефіцієнт передачі запишемо аналогічно до (Б.13):

$$K_V(L_6) = \left| \frac{1}{1 + \frac{Z_{L6}(L_6)}{\left(\frac{1}{R_d} + \frac{1}{Z_{dz}} \right)^{-1}} + \frac{Z_{L6}(L_6)}{Z_A}} \right|. \quad (\text{Б.25})$$

Залежність зсуву фаз між перерізами С і В від індуктивності L_6 має наступний вигляд:

$$\varphi_{CB}(L_6) = \arctan\left(\frac{\text{Im}(Z_{L_6}(L_6) + Z_B)}{\text{Re}(Z_{L_6}(L_6) + Z_B)}\right) - \arctan\left(\frac{\text{Im}(Z_B)}{\text{Re}(Z_B)}\right). \quad (\text{Б.26})$$

Побудуємо графіки коефіцієнта передачі та зсуву фаз між перерізами В та С (рис. Б.5). Видно, що при значеннях коефіцієнта передачі в межах 20-40 зсув фаз має незначні зміни та близький до максимального значення π , що може бути отримане на одній реактивній LC ланці.

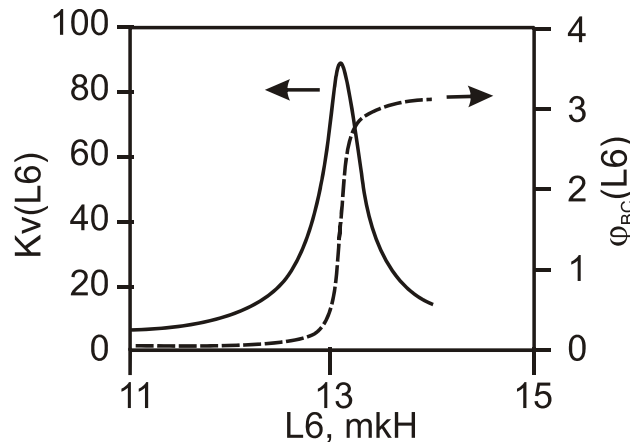


Рис. Б.5. Залежність коефіцієнта передачі та зсуву фаз між перерізами В та С від величини індуктивності L_6 [15]

Якщо побудувати тривимірні графіки коефіцієнта передачі та зсуву фаз між перерізами В та С в залежності від частоти та індуктивності L_6 (рис. Б.6), то основний висновок все одно лишається – можливість отримати необхідне значення коефіцієнта передачі і при зміні частоти генерації внаслідок змінення значення індуктивності L_6 .

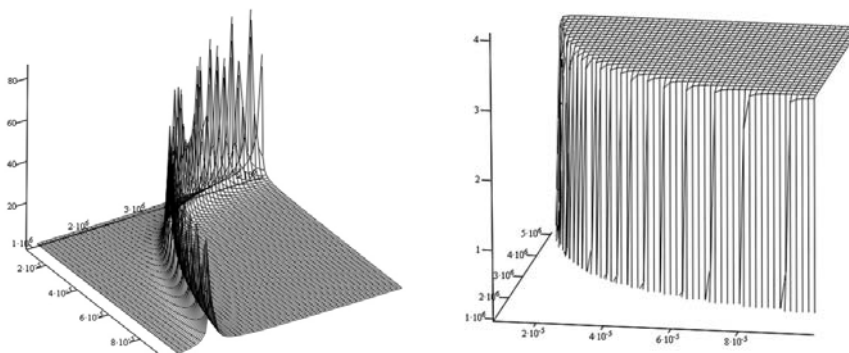


Рис. Б.6. Залежність коефіцієнта передачі та зсуву фаз між перерізами В та С від значення індуктивності L_6 та частоти [6]

Зсув фаз для коефіцієнта передачі від 20 до 40 по розрахунку змінюється в межах 3,12 – 3,13 рад, або приблизно 179°. Тоді на ФНЧ має припадати фазовий зсув у 352°. Таким чином, фільтр повинен працювати на частоті, недалеко від частоти зрізу. Беручи до уваги вищезазначене визначення $C_f = L_f / \rho^2$ та припускаючи, що індуктивність $L_f = 2,2 \cdot 10^{-6}$ Гн, визначимо коефіцієнт передачі ФНЧ і зсув фаз на ньому. Коефіцієнт передачі ФНЧ визначимо шляхом перемноження коефіцієнтів передачі двох ланок, між перерізами С та Е, та між Е і G.

Перша частина виразу має коефіцієнт передачі

$$K_{V1}(\rho) = \left| \frac{1}{1 + \frac{r_{Lf} + j\omega L_f}{\left(\frac{j\omega L_f}{\rho^2}\right)^{-1} + \frac{r_{Lf} + j\omega L_f}{Z_C}}} \right| \quad (\text{Б.27})$$

а друга відрізняється тим, що навантажена на імпеданс, що також є функцією від ρ :

$$K_{V2}(\rho) = \left| \frac{1}{1 + \frac{r_{Lf} + j\omega L_f}{\left(\frac{j\omega L_f}{\rho^2}\right)^{-1} + \frac{r_{Lf} + j\omega L_f}{Z_E(\rho)}}} \right|. \quad (\text{Б.28})$$

Графіки цих залежностей та графік їхнього добутку наведені на рис. Б.7. Вони показують, що коефіцієнт передачі ФНЧ порядку одиниці, реалізується при значеннях характеристичного опору ρ близьких до 36 та 40. Яке саме значення треба вибрати, можна визначити за допомогою залежності зсуву фаз на ФНЧ.

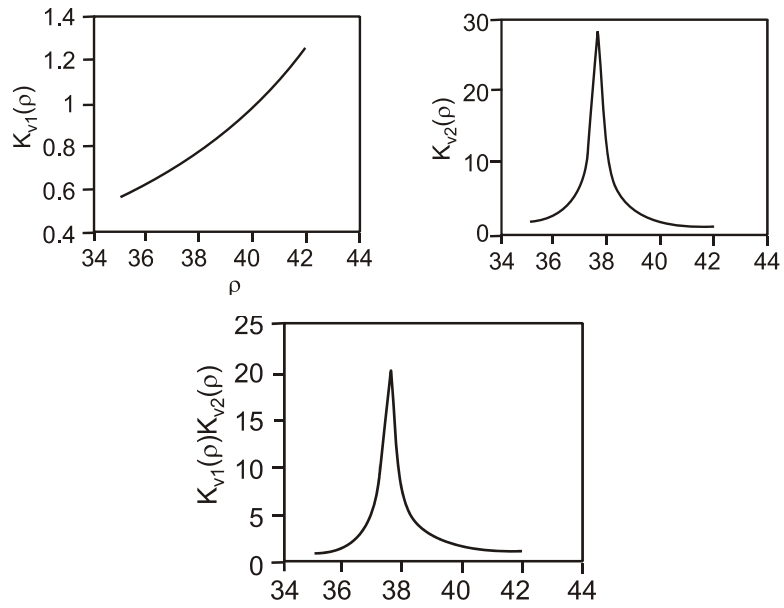


Рис. Б.7. Залежності коефіцієнта передачі першої та другої частин ФНЧ та їх добуток [6]

Зсув фаз кожної секції фільтра:

$$\varphi_{ED}(\rho) = \arctan(q_E(\rho)) - \arctan(q_D(\rho)) \quad (\text{Б.29})$$

$$\varphi_{GF}(\rho) = \arctan(q_G(\rho)) - \arctan(q_F(\rho)) \quad (\text{Б.30})$$

$$Z_D(\rho) = (1/Z_C + j\omega L_f / \rho^2)^{-1} \quad (\text{Б.31})$$

$$Z_E(\rho) = Z_D(\rho) + j\omega L_f + r_{Lf} \quad (\text{Б.32})$$

$$Z_F(\rho) = (1/Z_E(\rho) + j\omega L_f / \rho^2)^{-1} \quad (\text{Б.33})$$

$$Z_G(\rho) = Z_F(\rho) + j\omega L_f + r_{Lf} \quad (\text{Б.34})$$

Розрахунки за допомогою наведених формул дадуть залежності зсуву фаз на ФНЧ від співвідношення значень індуктивності до ємності, що залежать від частоти роботи автогенератора. На рис. Б.8 наведено графік залежності зсуву фази на ФНЧ, яка також дозволяє однозначно визначити значення ρ . Отримане значення набігу фази, близьке до бажаного значення 352° .

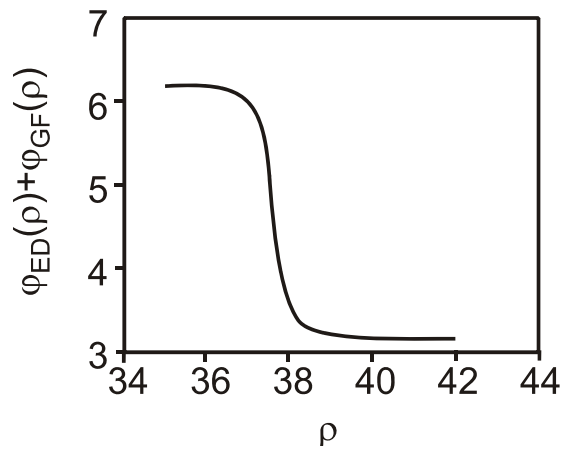


Рис. Б.8. Залежність зсуву фаз на ФНЧ від ρ [6]

Тривимірний графік зсуву фаз від ρ і частоти наведено на рис. Б.9. З виразу для власної частоти фільтру $\omega_0 = \rho/L_f$ і умови, що зсув фаз, близький до π , можна отримати при частоті сигналу, що більша частоти зрізу ФНЧ, можна зробити висновок, що розрахунки проведені правильно, що підтверджується графіком на рис. Б.9.

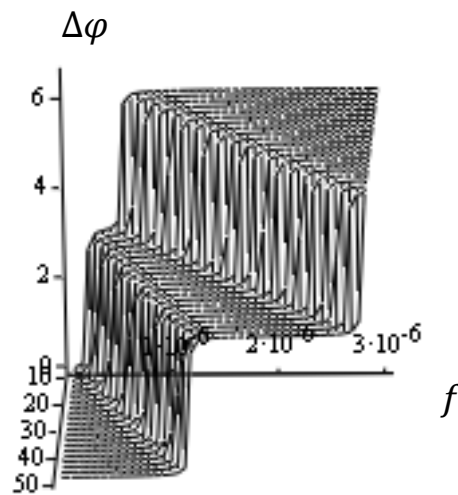


Рис. Б.9 – Залежність зсуву фаз на двох секціях ФНЧ від частоти та характеристичного опору ρ [6]

Для перевірки припущення про дійсний характер комплексного вхідного імпедансу в перерізі G, побудуємо залежність уявної частини імпедансу Z_G від

ρ , рис. Б.10. Цей графік підтверджує, що при значенні характеристичного опору $\rho \approx 37$ Ом вхідний імпеданс у перерізі G має дійсний характер. Також це вказує на вибір потрібного значення ρ з двох можливих по залежностям з рис. Б.6. Розрахунок величини ρ по зсуву фаз дає значення $\rho = 36,2$. Тоді ємність $C_f = 2,2 \cdot 10^{-6} / (36,2)^2 = 1,68 \cdot 10^{-9}$ Ф.

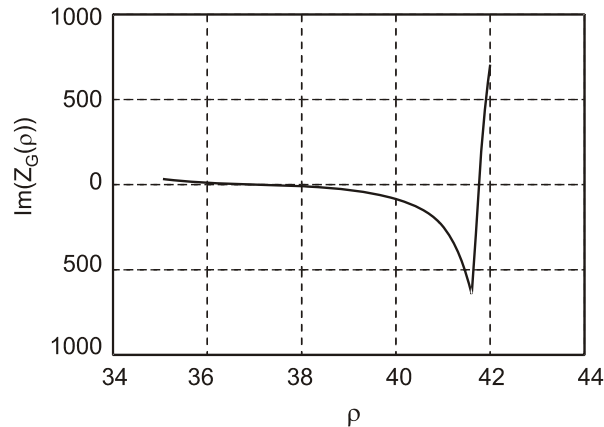


Рис. Б.10. Залежність уявної частини вхідного імпедансу Z_G від ρ [6]

Таким чином, на основі балансу потужностей в автогенераторі та з залученням умови на набіг фази в колі зворотного зв'язку автогенератора, було розраховано значення елементів автогенератора з подовженим колом зворотного зв'язку. Такий підхід може застосовуватися і для інших варіантів конструкцій автогенераторів класу Е. Підвищити точність розрахунку можна, використовуючи уточнені більш детальні моделі активних і пасивних елементів схеми, як і в інших методах розрахунку.

ДОДАТОК В

Інтегрування тригонометричних виразів при розрахунку підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром та додатковим паралельним контуром

Інтеграл, що залежить від чотирьох параметрів розв'язується наступним чином.

$$\begin{aligned}
 I(q, \phi, p, \varphi) &= \int_{\pi}^{2\pi} \sin(qt + \phi) \sin(pt + \varphi) dt = \\
 &= \frac{1}{2} \left(\int_{\pi}^{2\pi} \cos((q-p)t + \phi - \varphi) dt \right. \\
 &\quad \left. - \int_{\pi}^{2\pi} \cos((q+p)t + \phi + \varphi) dt \right) = \\
 &= \sin \frac{\pi}{2} (q-p) \frac{\cos(\frac{3\pi}{2}(q-p) + \phi - \varphi)}{q-p} - \sin \frac{\pi}{2} (q+p) \frac{\cos(\frac{3\pi}{2}(q+p) + \phi + \varphi)}{q+p} \quad (B.1)
 \end{aligned}$$

Якщо $q = p$, то (B.1) виражається наступним чином:

$$\begin{aligned}
 I(q, \phi, q, \varphi) &= \int_{\pi}^{2\pi} \sin(qt + \phi) \sin(qt + \varphi) dt \\
 &= \frac{1}{2} \left(\int_{\pi}^{2\pi} \cos(\phi - \varphi) dt - \int_{\pi}^{2\pi} \cos(2qt + \phi + \varphi) dt \right) \\
 &= \frac{1}{2} \left(\cos(\phi - \varphi) \cdot \pi - \frac{1}{2q} \sin(2qt + \phi + \varphi) \Big|_{\pi}^{2\pi} \right) \\
 &= \frac{1}{2} \left(\cos(\phi - \varphi) \cdot \pi - \frac{1}{2q} (\sin(4q\pi + \phi + \varphi) - \sin(2q\pi + \phi + \varphi)) \right) \\
 &= \\
 &= \frac{1}{2} \left(\pi \cdot \cos(\phi - \varphi) - \frac{1}{2q} (\sin(4q\pi + \phi + \varphi) - \sin(2q\pi + \phi + \varphi)) \right) \\
 &= \frac{1}{2} \left(\pi \cdot \cos(\phi - \varphi) - \frac{1}{q} \sin q \pi \cos(3q\pi + \phi + \varphi) \right)
 \end{aligned}$$

Позначимо інтеграл виду

$$\int_0^{2\pi} \cos(n\theta + \varphi_n) \cos p(\theta - \pi) d\theta = I_{c1}(n, \varphi_n, p) \quad (B.2)$$

Його розв'язання відбувається наступним чином

$$\begin{aligned}
\int_0^{2\pi} \cos(n\theta + \varphi_n) \cos p(\theta - \pi) d\theta &= \frac{1}{2} \left[\int_0^{2\pi} \cos((n+p)\theta + \varphi_n - p\pi) d\theta + \right. \\
&\quad \left. + \int_0^{2\pi} \cos((n-p)\theta + \varphi_n + p\pi) d\theta \right] = \\
&= \frac{1}{2} \left[\frac{\sin((n+p)\theta + \varphi_n - p\pi)|_0^{2\pi}}{n+p} + \frac{\sin((n-p)\theta + \varphi_n + p\pi)|_0^{2\pi}}{n-p} \right] = \\
&= \frac{1}{2} \left[\frac{\sin((n+p)2\pi + \varphi_n - p\pi) - \sin(\varphi_n - p\pi)}{n+p} + \right. \\
&\quad \left. + \frac{\sin((n-p)2\pi + \varphi_n + p\pi) - \sin(\varphi_n + p\pi)}{n-p} \right] = \tag{B.3}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2} \left[\frac{\sin(2\pi n + \varphi_n + p\pi) - \sin(\varphi_n - p\pi)}{n+p} + \frac{\sin(2\pi n + \varphi_n - p\pi) - \sin(\varphi_n + p\pi)}{n-p} \right] = \\
&= \frac{1}{2} \left[\frac{\sin(\varphi_n + p\pi) - \sin(\varphi_n - p\pi)}{n+p} + \frac{\sin(\varphi_n - p\pi) - \sin(\varphi_n + p\pi)}{n-p} \right] = \\
&= \frac{1}{2} (\sin(\varphi_n + p\pi) - \sin(\varphi_n - p\pi)) \left[\frac{1}{n+p} - \frac{1}{n-p} \right] = \\
&= (\sin(\varphi_n + p\pi) - \sin(\varphi_n - p\pi)) \frac{-p}{n^2 - p^2} = -2 \cos \varphi_n \sin p\pi \cdot \frac{-p}{n^2 - p^2} = I_{c1}(n, \varphi_n, p)
\end{aligned}$$

Для отримання виразу амплітуди n -ої гармоніки напруги на додатковому контурі розв'язуються наступні інтеграли:

$$\begin{aligned}
I_c(q, \phi, p, \varphi) &= \int_{\pi}^{2\pi} \cos(qt + \phi) \cos(pt + \varphi) dt = \\
&= \frac{1}{2} \left(\int_{\pi}^{2\pi} \cos((q-p)t + \phi - \varphi) dt \right. \\
&\quad \left. + \int_{\pi}^{2\pi} \cos((q+p)t + \phi + \varphi) dt \right) = \\
&= \sin \frac{\pi}{2} (q-p) \frac{\cos(\frac{3\pi}{2}(q-p) + \phi - \varphi)}{q-p} + \sin \frac{\pi}{2} (q+p) \frac{\cos(\frac{3\pi}{2}(q+p) + \phi + \varphi)}{q+p}. \tag{B.4}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
I_s(q, \phi, p, \varphi) &= \int_{\pi}^{2\pi} \sin(qt + \phi) \cos(pt + \varphi) dt \\
&= \int_{\pi}^{2\pi} \cos\left(qt + \phi - \frac{\pi}{2}\right) \cos(pt + \varphi) dt = \\
&= I_c\left(q, \phi - \frac{\pi}{2}, p, \varphi\right).
\end{aligned} \tag{B.5}$$

$$\begin{aligned}
&\int_{\pi}^{2\pi} \cos(n\theta + \varphi_n) \cos p(\theta - \pi) d\theta = \\
&= \frac{1}{2} \left[\int_{\pi}^{2\pi} \cos((n+p)\theta + \varphi_n - p\pi) d\theta \right. \\
&\quad \left. + \int_{\pi}^{2\pi} \cos((n-p)\theta + \varphi_n + p\pi) d\theta \right] = \\
&= \frac{1}{2} \left[\frac{\sin((n+p)\theta + \varphi_n - p\pi) \Big|_{\pi}^{2\pi}}{n+p} + \frac{\sin((n-p)\theta + \varphi_n + p\pi) \Big|_{\pi}^{2\pi}}{n-p} \right] = \\
&= \frac{1}{2} \left[\frac{\sin(2\pi(n+p) + \varphi_n - p\pi) - \sin(\pi(n+p) + \varphi_n - p\pi)}{n+p} \right. \\
&\quad \left. + \frac{\sin(2\pi(n-p) + \varphi_n + p\pi) - \sin(\pi(n-p) + \varphi_n + p\pi)}{n-p} \right] = \\
&= \frac{1}{2} \left[\frac{\sin(\varphi_n + p\pi) - \sin(\pi n + \varphi_n)}{n+p} + \frac{\sin(\varphi_n - p\pi) - \sin(\pi n + \varphi_n)}{n-p} \right] = \\
&= \frac{1}{2} \left[(\sin \varphi_n \cos p\pi - \sin(\pi n + \varphi_n)) \left[\frac{1}{n+p} + \frac{1}{n-p} \right] \right. \\
&\quad \left. + \cos \varphi_n \sin p\pi \left[\frac{1}{n+p} - \frac{1}{n-p} \right] \right] = \\
&= \frac{1}{n^2 - p^2} [n(\sin \varphi_n \cos p\pi - \sin(\pi n + \varphi_n)) - p \cos \varphi_n \sin p\pi] = I_{c2}(n, \varphi_n, p) .
\end{aligned} \tag{B.6}$$

ДОДАТОК Г

Програма для знаходження параметрів підсилювача класу Е з паралельним вихідним контуром та додатковим паралельним контуром

$C_1(q, \phi, V_{R_cc}, p, V_p) := (-\cos(q \cdot \pi) - q \cdot \pi \cdot \sin(q \cdot \pi)) + \frac{q}{1 - q^2} \cdot V_{R_cc} [q \cdot \cos(q \cdot \pi) \cdot \sin(\phi) + (1 - 2 \cdot q^2) \cdot \sin(q \cdot \pi) \cdot \cos(\phi)] + q \cdot V_p \cdot \left(-\frac{\cos(q \cdot \pi)}{\sin(p \cdot \pi)} \cdot \frac{q}{p^2 - q^2} + \frac{1}{p} \cdot \sin(q \cdot \pi) \right)$ $C_2(q, \phi, V_{R_cc}, p, V_p) := -\sin(q \cdot \pi) + q \cdot \pi \cdot \cos(q \cdot \pi) + \frac{q}{1 - q^2} \cdot V_{R_cc} [q \cdot \sin(q \cdot \pi) \cdot \sin(\phi) - (1 - 2 \cdot q^2) \cdot \cos(q \cdot \pi) \cdot \cos(\phi)] - q \cdot V_p \cdot \left(\frac{\sin(q \cdot \pi)}{\sin(p \cdot \pi)} \cdot \frac{q}{p^2 - q^2} + \frac{1}{p} \cdot \cos(q \cdot \pi) \right)$ $I(q, \phi, p, \varphi) := \text{if} \left[q = p, \frac{1}{2} \cdot \left(\pi \cdot \cos(\phi - \varphi) - \frac{1}{q} \cdot \sin(q \cdot \pi) \cdot \cos(3 \cdot q \cdot \pi + \phi + \varphi) \right), \sin \left[\frac{\pi}{2} (q - p) \right] \cdot \frac{\cos \left[\frac{3\pi}{2} (q - p) + \phi - \varphi \right]}{q - p} - \sin \left[\frac{\pi}{2} (q + p) \right] \cdot \frac{\cos \left[\frac{3\pi}{2} (q + p) + \phi + \varphi \right]}{q + p} \right]$ $I_c(q, \phi, p, \varphi) := \sin \left[\frac{\pi}{2} (q - p) \right] \cdot \frac{\cos \left[\frac{3\pi}{2} (q - p) + \phi - \varphi \right]}{q - p} + \sin \left[\frac{\pi}{2} (q + p) \right] \cdot \frac{\cos \left[\frac{3\pi}{2} (q + p) + \phi + \varphi \right]}{q + p}$ $I_{c1}(n, \varphi_n, p) := 2 \cdot \cos(\varphi_n) \cdot \frac{p}{p^2 - n^2}$ $I_{c2}(n, \varphi_n, p) := \frac{1}{n^2 - p^2} \cdot \left[\frac{n}{\sin(\pi \cdot p)} \cdot (\sin(\varphi_n) \cdot \cos(\pi \cdot p) - \sin(\pi \cdot n + \varphi_n)) - p \cdot \cos(\varphi_n) \right]$ $\varphi_n(n, p) := \text{atan} \left(\frac{I_{c1}(n, 0, p)}{I_{c1} \left(n, -\frac{\pi}{2}, p \right)} \right)$	<p>Коефіцієнт dp - отношение индуктивностей L_n/L, q_n - резонансная гармоника изолированного парал. контура</p> <p>$q := 2.4 \quad \phi := -34 \text{deg} \quad V_{R_cc} := 1.1 \quad V_p := 2.6 \quad q_n := 2.2^{\bullet} \quad p := 2.2 \quad y_0 := 4.47 \quad n := 2$</p> <p>Given</p> $\text{I} \quad C_1(q, \phi, V_{R_cc}, p, V_p) \cdot \cos(2 \cdot q \cdot \pi) + C_2(q, \phi, V_{R_cc}, p, V_p) \cdot \sin(2 \cdot q \cdot \pi) + 1 + \frac{q^2}{1 - q^2} \cdot V_{R_cc} \cdot \sin(\phi) + q^2 \cdot \frac{1}{p^2 - q^2} \cdot V_p \cdot \cot(\pi \cdot p) = 0$ $\text{II} \quad -C_1(q, \phi, V_{R_cc}, p, V_p) \cdot \sin(2 \cdot q \cdot \pi) + C_2(q, \phi, V_{R_cc}, p, V_p) \cdot \cos(2 \cdot q \cdot \pi) + \frac{q}{1 - q^2} \cdot V_{R_cc} \cdot \cos(\phi) - q \cdot p \cdot \frac{1}{p^2 - q^2} \cdot V_p = 0$ $\text{III} \quad 0 = \frac{2}{1 - q^2} \cdot \cos \left(\pi \cdot \frac{q}{2} \right) \cdot \left[-C_1(q, \phi, V_{R_cc}, p, V_p) \cdot \left(\cos \left(\frac{3}{2} \cdot \pi \cdot q \right) \cdot \cos(\phi) + q \cdot \sin \left(\frac{3}{2} \cdot \pi \cdot q \right) \cdot \sin(\phi) \right) + C_2(q, \phi, V_{R_cc}, p, V_p) \cdot \left(-\sin \left(\frac{3}{2} \cdot \pi \cdot q \right) \cdot \cos(\phi) + q \cdot \cos \left(\frac{3}{2} \cdot \pi \cdot q \right) \cdot \sin(\phi) \right) \right] - \dots$ $+ 2 \cdot \cos(\phi) + \frac{\pi}{2} \cdot \left(2 + \frac{q^2}{1 - q^2} \right) \cdot V_{R_cc} + I \left(1, \phi, p, \frac{\pi}{2} - p \cdot \pi \right) \cdot \frac{q^2}{p^2 - q^2} \cdot \frac{1}{\sin(\pi \cdot p)} \cdot V_p$ $\text{IV} \quad 0 = \left(I_c(q, 0, n, 0) \cdot C_1(q, \phi, V_{R_cc}, p, V_p) + I_c \left(q, -\frac{\pi}{2}, n, 0 \right) \cdot C_2(q, \phi, V_{R_cc}, p, V_p) \right) + \frac{q^2}{1 - q^2} \cdot I_c \left(1, \phi - \frac{\pi}{2}, n, 0 \right) \cdot V_{R_cc} + V_p \cdot \frac{p}{p^2 - n^2} \cdot \left(2 + \frac{q^2}{p^2 - q^2} \right)$
--	--

$$V \quad -C_1(q, \phi, V_{R_cc}, p, V_p) \sin(q \cdot y_0) + C_2(q, \phi, V_{R_cc}, p, V_p) \cos(q \cdot y_0) - \frac{1}{p^2 - q^2} \cdot V_p \cdot \frac{p \cdot q}{\sin(\pi \cdot p)} \cdot \sin[p \cdot (y_0 - \pi)] + \frac{q}{1 - q^2} \cdot V_{R_cc} \cdot \cos(y_0 + \phi) = 0$$

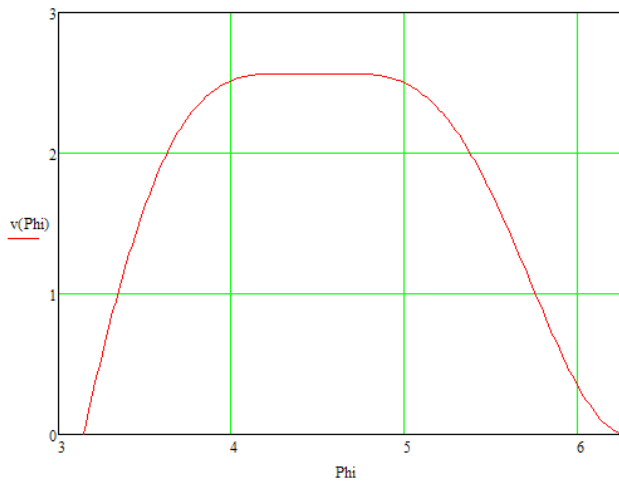
$$VI \quad -C_1(q, \phi, V_{R_cc}, p, V_p) \cos(q \cdot y_0) - C_2(q, \phi, V_{R_cc}, p, V_p) \sin(q \cdot y_0) - \frac{p^2}{p^2 - q^2} \cdot V_p \cdot \frac{1}{\sin(\pi \cdot p)} \cdot \cos[p \cdot (y_0 - \pi)] - \frac{1}{1 - q^2} \cdot V_{R_cc} \cdot \sin(y_0 + \phi) > 0$$

$$\text{Result} := \text{Find}(q, \phi, V_{R_cc}, V_p, p)$$

$$\begin{aligned} q &:= \text{Result}_1 & q &= 2.1937 \\ \phi &:= \text{Result}_2 & \phi &= -35.7372 \cdot \text{deg} \\ V_{R_cc} &:= \text{Result}_3 & V_{R_cc} &= 1.0342 \\ V_p &:= \text{Result}_4 & V_p &= 0.9062 \\ p &:= \text{Result}_5 & p &= 2.6113 \end{aligned} \quad \text{Result} = \begin{pmatrix} 2.1937 \\ -0.6237 \\ 1.0342 \\ 0.9062 \\ 2.6113 \end{pmatrix}$$

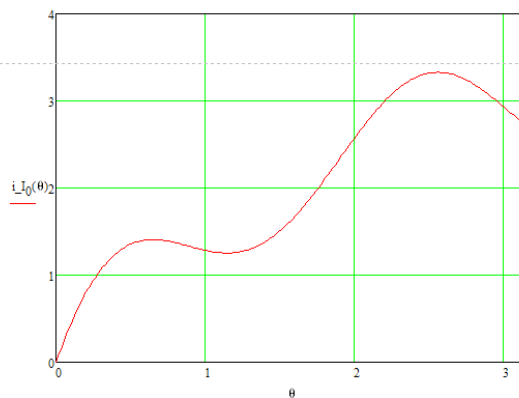
$$v(\text{Phi}) := C_1(q, \phi, V_{R_cc}, p, V_p) \cos(q \cdot \text{Phi}) + C_2(q, \phi, V_{R_cc}, p, V_p) \sin(q \cdot \text{Phi}) + 1 + \frac{q^2}{1 - q^2} \cdot V_{R_cc} \cdot \sin(\text{Phi} + \phi) + \frac{q^2}{p^2 - q^2} \cdot V_p \cdot \frac{1}{\sin(\pi \cdot p)} \cdot \cos[p \cdot (\text{Phi} - \pi)]$$

$$\text{Phi} := \pi, \pi + \frac{\pi}{200} \dots 2 \cdot \pi$$



$$i_{I_0}(\theta) := \left[\frac{\frac{\pi^2}{2} - V_{R_cc} \cdot (2 \cdot \sin(\phi) + \pi \cdot \cos(\phi)) + V_p \cdot \frac{\left(\tan\left(\frac{\pi \cdot p}{2}\right) - p \cdot \pi \right)}{p^2}}{2 \cdot \pi} \right] \cdot \left[\theta + V_{R_cc} \cdot (\cos(\theta + \phi) - \cos(\phi)) - V_p \cdot \frac{1}{p} \cdot \left[\frac{\sin[p \cdot (\theta - \pi)]}{\sin(\pi \cdot p)} + 1 \right] \right]$$

$$\theta := 0, 0 + \frac{\pi}{200} \dots \pi$$



$$\omega_{L_R} := \frac{1}{\pi(V_{R_cc})^2} \left[\frac{\pi^2}{2} - V_{R_cc} \cdot (2 \cdot \sin(\phi) + \pi \cdot \cos(\phi)) + V_p \cdot \frac{\left(\tan\left(\frac{\pi \cdot p}{2}\right) - p \cdot \pi \right)}{p^2} \right]$$

$$\omega_{L_R} = 0.715$$

$$\omega_{CR} := \frac{1}{q^2 \cdot \omega_{L_R}} \quad \omega_{CR} = 0.2734$$

$$R_{norm} := \frac{1}{2} \cdot V_{R_cc}^2 \quad R_{norm} = 0.5385$$

$$V_{Lx_cc} := \frac{-1}{\pi} \left[\frac{2}{1-q^2} \cdot \cos\left(\pi \cdot \frac{q}{2}\right) \cdot \left[-C_1(q, \phi, V_{R_cc}, p, V_p) \cdot \left(-\cos\left(\frac{3}{2} \cdot \pi \cdot q\right) \cdot \sin(\phi) + q \cdot \sin\left(\frac{3}{2} \cdot \pi \cdot q\right) \cdot \cos(\phi) \right) + C_2(q, \phi, V_{R_cc}, p, V_p) \cdot \left(\sin\left(\frac{3}{2} \cdot \pi \cdot q\right) \cdot \sin(\phi) + q \cdot \cos\left(\frac{3}{2} \cdot \pi \cdot q\right) \cdot \cos(\phi) \right) \right] \dots \right] + 2 \cdot \sin(\phi) + I_{c2}(1, \phi, p) \cdot \frac{q^2}{p^2 - q^2} \cdot V_p \quad = 0.935$$

$$V_{Lx_cc} = 0.935$$

$$N_\varphi := 256 = 256$$

```

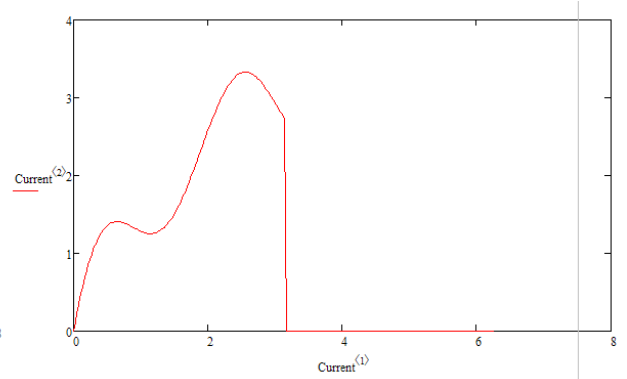
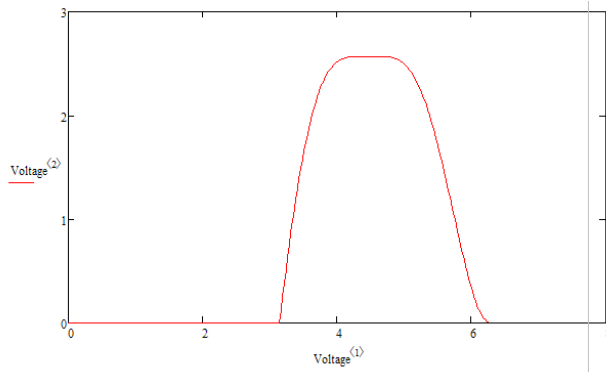
Voltage :=
  ϕ1 ← π
  ϕ2 ← 2·π
  dϕ ←  $\frac{2 \cdot \pi}{N_\varphi}$ 
  ϕ ← 0
  for i ∈ 1..Nϕ
    Datai,1 ← ϕ
    Datai,2 ← v(ϕ) if (ϕ ≥ ϕ1) ∧ (ϕ ≤ ϕ2)
    0 otherwise
    ϕ ← ϕ + dϕ
  Data

```

```

Current :=
  ϕ1 ← 0
  ϕ2 ← π
  dϕ ←  $\frac{2 \cdot \pi}{N_\varphi}$ 
  ϕ ← 0
  for i ∈ 1..Nϕ
    Datai,1 ← ϕ
    Datai,2 ← il0(ϕ) if (ϕ ≥ ϕ1) ∧ (ϕ ≤ ϕ2)
    0 otherwise
    ϕ ← ϕ + dϕ
  Data

```



Waveforms⁽¹⁾ := Voltage⁽¹⁾

Waveforms⁽²⁾ := Voltage⁽²⁾

Waveforms⁽³⁾ := Current⁽²⁾



...\\Waveforms_RF_PQ_Final.cdv

Waveforms

$$\omega_{L_R} := \omega_{L_R} = 0.7155$$

$$V_{DC} := 24V \quad q = 2.2609$$

$$f_o := 2MHz \quad \omega_o := 2 \cdot \pi \cdot f_o$$

$$p = 2.6028$$

$$p^2 = 6.7745$$

$$q_n := 2.2, 2.22, \dots, 2.3$$

$$d_n(q_n) := \left(\frac{p}{q_n}\right)^2 - 1$$

$$R_L := 50 \Omega$$

$$L := \frac{\omega_L \cdot R_L}{\omega_0} = 2.8467 \mu\text{H}$$

$$C_{sh} := \frac{1}{q^2 \cdot \omega_0^2 \cdot L} = 0.4352 \text{ nF}$$

$$d_n(q_n) =$$

0.3997
0.3746
0.3501
0.3264
0.3032
0.2806

$$L_n(q_n) := d_n(q_n) \cdot L$$

$$p = 2.6028 \quad n = 2 \quad R_n := 0.3 \Omega = 0.3 \Omega \quad d_n = f(\text{Unitless}) \rightarrow \text{Unitless} \quad C_n(q_n) := \frac{1}{p^2 \cdot \omega_0^2 \cdot L_n(q_n)}$$

$$L_n(q_n) =$$

1.1378 · 10 ⁻⁶
1.0663 · 10 ⁻⁶
9.9678 · 10 ⁻⁷
9.2905 · 10 ⁻⁷
8.631 · 10 ⁻⁷
7.9886 · 10 ⁻⁷

$$C_n(q_n) =$$

8.2155 · 10 ⁻¹⁰
8.7661 · 10 ⁻¹⁰
9.3779 · 10 ⁻¹⁰
1.0062 · 10 ⁻⁹
1.083 · 10 ⁻⁹
1.1701 · 10 ⁻⁹

$$L_{sh} := d_n \cdot L = 9.2918 \times 10^{-7} \text{ H}$$

$$C_{sh} := \frac{1}{p^2 \cdot \omega_0^2 \cdot L_n} = 1.006 \times 10^{-9} \text{ F}$$

$$Q_n := \frac{\sqrt{\frac{L_n}{C_n}}}{R_n} = 101.3038$$

$$L_n = 0.9292 \mu\text{H} \quad C_n = 1.006 \text{ nF}$$

$$f := \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{3.6 \mu\text{H} \cdot 1.244 \text{ nF}}} = 2.3783 \text{ MHz}$$

$$\omega_0 \cdot L + \frac{\omega_0 \cdot L_n}{1 - \omega_0^2 \cdot L_n \cdot C_n} = 49.4717 \Omega$$

$$2 \cdot \omega_0 \cdot L + \frac{2 \cdot \omega_0 \cdot L_n}{1 - 4 \omega_0^2 \cdot L_n \cdot C_n} = 128.567 \Omega$$

$$3 \cdot \omega_0 \cdot L + \frac{3 \cdot \omega_0 \cdot L_n}{1 - 9 \omega_0^2 \cdot L_n \cdot C_n} = 0.6899 \Omega$$

$$L_0 := 0.45 \mu\text{H}$$

$$C_0 := \frac{1}{(\omega_0)^2 \cdot L_0} = 14.0724 \text{ nF}$$

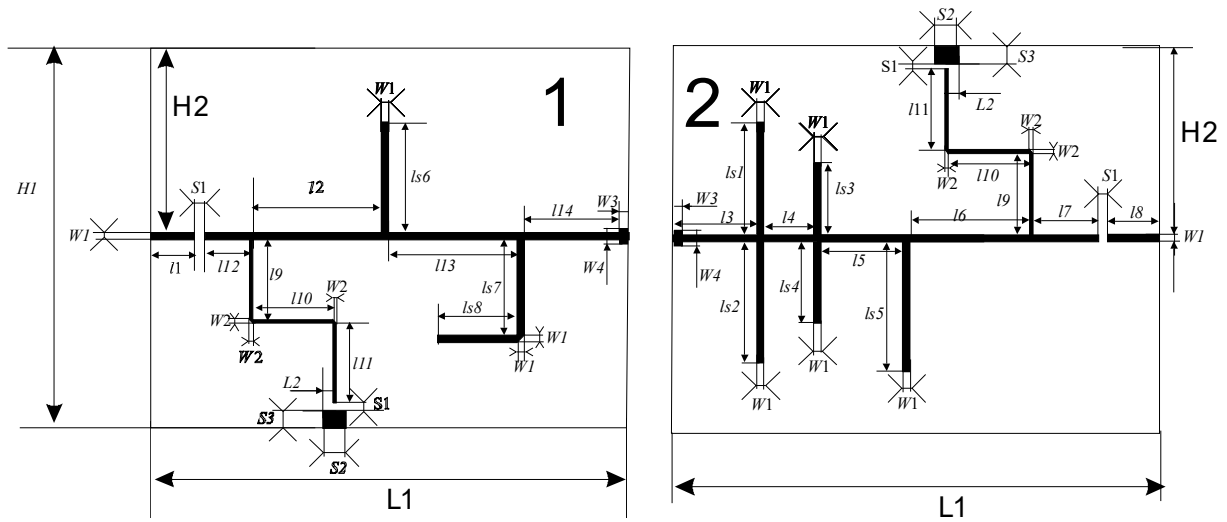
$$Q_0 := \frac{R_L}{\omega_0 \cdot L_0} = 8.8419$$

$$V_R := V_{R_cc} \cdot V_{DC} = 24.9064 \text{ V}$$

$$P_L := \frac{V_R^2}{2 \cdot R_L} = 6.2033 \text{ W}$$

ДОДАТОК Д

Топологія плат широкосмугового підсилювача класу Е на SiC транзисторі CRF24010 на діапазон частот 800 – 1070 МГц.



Таблиця Д.1

Розміри елементів плат в міліметрах

<i>l1</i>	6.0		<i>ls1</i>	14.0		W1	1.0
<i>l2</i>	15.0		<i>ls2</i>	15.0		W2	0.50
<i>l3</i>	8.0		<i>ls3</i>	9.0		W3	1.0
<i>l4</i>	6.0		<i>ls4</i>	10.0		W4	2.0
<i>l5</i>	10.0		<i>ls5</i>	16.0			
<i>l6</i>	15.0		<i>ls6</i>	14.0		L1	60.0
<i>l7</i>	8.0		<i>ls7</i>	12.0		L2	1.25
<i>l8</i>	7.0		<i>ls8</i>	10.0		H1	48.0
<i>l9</i>	10.0					H2	23.0
<i>l10</i>	10.0		S1	1.0			
<i>l11</i>	10.0		S2	3.0			
<i>l12</i>	5.0		S3	2.0			
<i>l13</i>	16.0						
<i>l14</i>	14.0						

ДОДАТОК Е

Акт впровадження



Україна 21100 м. Вінниця, вул. Київська 14

тел./факс: (0432) 52-08-30

info@innovinnprom.com

АКТ впровадження

результатів дисертаційної роботи Макарова Дениса Григоровича

**«Удосконалення схем побудови підсилювачів
та автогенераторів класу Е»**

Комісія від ТОВ "ІННОВІННПРОМ" у складі:

- заступника технічного директора **Лухверчика А.В.**
- інженера з налагодження та випробувань **Козаченка В.В.**

ознайомившись з результатами дисертаційної роботи Макарова Д.Г. «Удосконалення схем побудови підсилювачів та автогенераторів класу Е» склала акт про те, що робота, окрім теоретичної цінності у плані розвитку методів розрахунку та удосконалення характеристик високоефективних підсилювачів та автогенераторів, має й прикладне значення.

Результати роботи використані нами при розробці та модернізації систем бездротового збору та подальшої передачі даних за допомогою радіозв'язку у НВЧ діапазоні. Доволі ефективним є принцип використання паразитних параметрів у якості частотовизначальних, який був розширений за межі інтегральних технологій і впроваджений при розробці модулів передавачів системи збору даних. Також у системі формування імпульсів для подальшого їх застосування при вимірюванні параметрів у зерносховищах використано схему запропонованого автогенератора ВЧ класу Е з високим ККД та стабільністю частоти.

Економічний ефект, у зв'язку зі специфікою впровадження, не визначено.

Заступник технічного директора

Інженер з налагодження та випробувань



Лухверчик А.В.

Козаченко В.В.